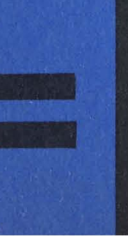






Klaus Schlenzig

Digitale Schaltkreise für Anfänger





29

Der junge Funker · Band 29

Klaus Schlenzig

Digitale Schaltkreise für Anfänger



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

In dieser Broschüre wurden Leiterplatten beschrieben, die von folgenden handelsüblichen ätzfesten typofix-electronic-special-Folien (Hersteller: *Grafischer Spezialbetrieb Saalfeld*) gewonnen werden können:
Blatt 2369 zu Bauplan Nr. 37 (Bilder 7.3, 7.6 bis 7.11);
Blatt 2594 zu Bauplan Nr. 40 (Bilder 8.8 bis 8.10);
Blatt 3079 (Bild 8.23).

1. Auflage, 1981

Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Joachim Mönig
Zeichnungen: Ingeborg Haendschke
Typografie: Günter Molinski
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig – III/18/97
Redaktionsschluß: 25. November 1980
Bestellnummer: 7462579
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

1. Was ist, was kann Digitaltechnik?

Vor etwa 35 Jahren entstand der erste Transistor. In Verbindung mit der Technik der gedruckten Schaltung war das der Ausgangspunkt für Generationen elektronischer Geräte, in denen schrittweise die etwa 50 Jahre lang in großem Maße genutzte Elektronenröhre verdrängt wurde. Die Vorteile «transistorisierter» Schaltungen lagen klar auf der Hand: Kleinheit, geringer Energieanspruch, lange Funktionsdauer (und damit hohe Zuverlässigkeit), widerstandsfähig gegen mechanische Beanspruchung und vieles mehr. Geblieben war unter anderem jedoch die Anzahl der Lötstellen, denn oft nahm der Transistor im Grunde nur den Platz der Röhre in einer sonst – vom Prinzip her – nur wenig veränderten Schaltung ein.
Anders verhielt es sich mit der Herstellung. Mußten die ersten Typenreihen von Transistoren tatsächlich noch einzeln, Stück für Stück, gefertigt werden, also vergleichbar mit der Produktion von Röhren, so brachte die moderne Planartechnologie zusammen mit der Fotomaskentechnik die Möglichkeit, viele Einzelelemente gemeinsam zu erzeugen. Erst nach dem Trennen dieser Scheiben entstehen durch Kontaktieren und Verkappen die uns heute geläufigen Transistoren.
Vor allem elektronische Datenverarbeitungsanlagen im weitesten Sinne benötigen eine große Anzahl von Transistorfunktionen, die viele Male in gleicher Weise genutzt werden. Es entstanden Anlagen, die mit Elektronenröhren gar nicht denkbar gewesen wären, schon wegen des Energiebedarfs und des Volumens sowie daraus abgeleitet der u. a. von der Länge der Leitungen abhängigen Arbeitsgeschwindigkeiten. Je größer der Funktionsumfang, um so kritischer wurde aber auch die Frage nach der Ausfallhäufigkeit, die mit der Anzahl der Bauelemente und der Lötstellen wächst. Es war daher nicht verwunderlich, daß die Datenverarbeitung neben der Raumfahrt und der Militärtechnik (die außerdem beide auch der Datenverarbeitung bedürfen) den Hauptanstoß zur Entwicklung von Bausteinen gab, deren heute wichtigste Vertreter die integrierten Schaltkreise auf Siliziumbasis darstellen (Bild 1.1). Solche Schaltkreise haben heute industriell Einzeltransistoren bereits auf solche Gebiete zurückgedrängt, wo z. B. größere Leistungen umgesetzt oder hohe Spannungen verarbeitet werden müssen.
Im wesentlichen unterscheidet man zwischen digitalen und analogen Schaltkreisen. Während analoge Schaltkreise – sie sind Gegenstand des

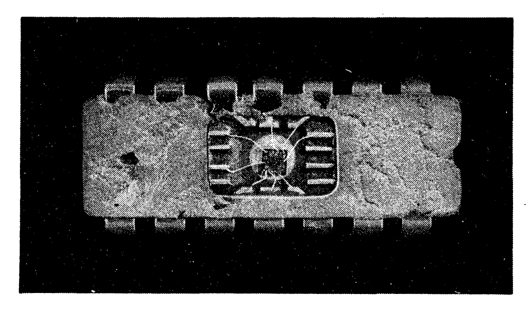


Bild 1.1 Blick in einen integrierten Schaltkreis

Bandes 28 der Reihe *Der junge Funker* –, in dem Anfänger wohl schon «gewohnter» Weise Signale mit beliebigen Kurvenformen innerhalb eines von Betriebsspannung und Schaltkreiseigenschaften bestimmten Amplitudenbereichs «signalgetreu» verarbeiten (im Rahmen des Möglichen), gibt es bei dem größeren Teil der heute üblichen Digitalschaltungen nur 2 Zustände, sozusagen «Ja» und «Nein» oder «Signal vorhanden» (ohne Aussage über seine Form) bzw. «Signal nicht vorhanden». Schaltkreise der Digitaltechnik sind Gegenstand der vorliegenden Broschüre. Den Unterschied zwischen «digital» und «analog» möge noch ein zunächst nicht ganz überschaubares Beispiel aus der Meßtechnik unterstreichen: Ein Zeigerinstrument gibt auf seiner Skale den Meßwert so genau wieder, wie er sich ablesen läßt, also mit beliebigen Zwischenwerten. (Ob das tatsächlich ein genaues Abbild des gemessenen Wertes ist, hängt von Meßgenauigkeit und Art der Messung mit ihren möglichen Fehlern ab.) Man kann sich dabei auf Grund der begrenzten Augenauflösungsfähigkeit allerdings streiten, ob eine Anzeige z. B. 2,54 V oder 2,55 V bedeutet. Der Zeiger jedenfalls kann jeden beliebigen Zwischenwert einnehmen. Anders ein Digitalvoltmeter. Wenn seine Ziffern 2,54 V anzeigen, dann kann man sich höchstens noch darüber streiten, ob sein «AD-Wandler» stimmt. Dieser Begriff zeigt gleichzeitig an, daß in diesem Meßgerät die analoge Meßgröße («A») in eine digitale («D») umgeformt werden muß, bevor man sie auf einer Ziffernanzeige darstellen kann. Ein solcher AD-Wandler formt z. B. die analoge Größe in eine ihrer Höhe proportionale Anzahl von Impulsen je Zeiteinheit um, also von digitalen Signalen. Sie werden dann «nur» noch innerhalb einer festliegenden Meßzeit ausgezählt und über die Ausgänge von Zähldekaden (von 0 bis 9 zählenden Einheiten mit Digitalschaltkreisen) – gegebenenfalls über «Dekoder» – Ziffernanzeigen zugeführt. Je höher der Meßwert, um so mehr Impulse werden also gezählt. Nach dem Zählschritt 9 wird

auf die nächste Zähldekade übertragen. Für die Anzeige «2,54 V» sind also 3 Zähldekaden erforderlich.

An dieser Stelle sei vermerkt [1]: Während der Begriff «digital», von digitus (lat. Finger) stammend, über «Fingerbreite» mit «Zählen», «Ziffern» zusammenhängt und im Grunde als technischer Begriff einen wesentlich erweiterten Inhalt erhielt (der noch gar nicht genügend genau definiert ist), muß man bezüglich der «Verarbeitungsart» und der «Gestalt» digitaler Signale dies bedenken: Die hier betrachteten digitalen Signale sind «zweiwertig» und damit «binär». (Es gibt z. B. auch ternäre, d. h. dreiwertige Systeme.) Binär heißt auch das Zahlensystem mit der Basis 2 (daraus abgeleitet das «Bit», englisch «binary digit», die kleinste Informationseinheit der Digitaltechnik). Allgemeiner sind digitale Systeme «dual», z. B. dann, wenn in einer Zähldekade mit «binären» Elementen (Flip-Flop) zweiwertige («binäre») Signale so verarbeitet werden, daß sich die Ausgangszustände im dekadischen Zahlensystem wiederholen (Zählen von 0 bis 9). Bauelemente und Signale sind also dabei binär, das Zahlensystem (hier) jedoch dekadisch: BCD-Code, binär-codierte Dezimalzahlen.

Das soll für die Begriffserläuterung genügen; mehr hat für die unmittelbare praktische Beschäftigung mit der Digitaltechnik vorerst keinen Sinn. Darum zurück zu unserem praktischen Beispiel. Nach Bild 1.2 liefert der angenommene AD-Wandler bei 1 V 1 Impuls, bei 2 V 2 Impulse, bei 3 V 3 Impulse usw. Zwischen 2 V und 3 V z. B. wird also stets in der höchsten Stelle nur eine 2 angezeigt. Diese «Quantelung» ist noch recht grob, und das Zeigerinstrument ist ihr noch weit überlegen. Nun kann aber die gleiche Sache für den Bereich von 0 V bis 0,9 V wiederholt werden: 0 V entspricht 0 Impulsen, 0,1 V entspricht 1 Impuls usw., und schließlich läßt sich auch noch der Bereich zwischen 0 V und 0,09 V mit ebenfalls 10 Impulsen (0 bis 9) unterteilen.

Jetzt wird klar, wie die 3stellige Digitalanzeige organisiert sein kann: Die angelegte Spannung (2,54 bis 2,549 V) liefert über den AD-Wandler in der vom Gerät intern festgelegten Meßzeit 254 Impulse. Sie durchlaufen die 3 Zähldekaden so, daß schließlich die letzte (die mit der höchsten Wertigkeit, «most significant Digit» im angelsächsischen Sprach-

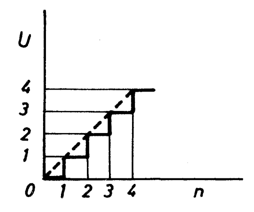


Bild 1.2
Stufenweise Anzeige einer Spannung U (4 Stufen)

gebrauch, an dem Computerbegriffe orientiert sind) eine 2 anzeigt, also von der vorhergehenden 2 × einen «Übertragimpuls» erhielt. Die mittlere ihrerseits bekam von der letzten 25 × einen Übertragimpuls, rückte 2 × einen «Hunderter» weiter und blieb auf 5 «Zehnern» stehen. Die restlichen 4 Impulse schließlich machen die letzte Ziffer aus. Dort bleibt, wenn die Eingangsspannung zwischen 2,540 V und 2,549 V schwankt, stets eine 4 stehen. Erst bei 2,550 V springt die letzte Stelle («last significant Digit») auf 5. Das heißt: In dieser letzten Stelle steckt ein vom System herrührender Meßfehler, der im Beispiel nahezu 10 mV beträgt. 2,54 V sind also unter Umständen fast 2,55 V oder knapp mehr als 2,53 V. Während das Zeigerinstrument nun bereits weniger genau abgelesen werden kann als es u. U. anzuzeigen vermag, schafft eine weitere Stelle beim Digitalvoltmeter eine Zehnerpotenz mehr Auflösung – immer vorausgesetzt, daß der AD-Wandler genügend genau und reproduzierbar arbeitet. Der Weltstand wir heute bereits von großintegrierten Spezialschaltkreisen bestimmt, mit denen noch Spannungen bis zu Mikrovolt herunter genau gemessen werden können.
Aus diesen Ausführungen läßt sich folgende Aussage treffen: Die Beschränkung auf nur 2 Zustände eines Signals innerhalb digitaler Systeme führt im scheinbaren Widerspruch zu Meßgenauigkeiten, die allein mit analogen Methoden kaum zu erreichen gewesen wären. Es kommt nur darauf an, diese digitalen Signale sinnvoll zu «verarbeiten». In der Synthese von Analogtechnik (am Eingang solcher Meßsysteme) und Digitaltechnik (für die interne Verarbeitung) und schließlich – gegebenenfalls – auch wieder Analogtechnik (in der Ausgabe von Wirkungen, etwa das Einstellen einer Temperatur oder das stetige Beeinflussen eines Stellventils in Regelkreisen) erschließen sich dem Techniker die gegenwärtigen großen Möglichkeiten der Elektronik im weitesten Sinne, geprägt von großintegrierten Schaltkreisen etwa in Form von Mikroprozessoren u. a. als «Herzstück».

2. Einiges über logische Funktionen

Auch der Begriff «logische Funktion» ist eigentlich nur über entsprechend breiter zu behandelnde, teilweise historische Betrachtungen im richtigen Zusammenhang zu sehen [2]. Mit dem Begriff «binär» aus Abschnitt 1. führt dieser Weg zu *Booles* «Algebra der Logik» (1847). *G. Boole* untersuchte die binären Systeme in der Natur und fand dafür eine mathematische Ausdrucksweise. *Shannon* entdeckte dazu 1938 den unmittelbaren Zusammenhang zwischen den binären Systemen in Natur und Technik, basierend also – einfach gesagt – auf der ständigen Entscheidung «richtig oder falsch», also z. B. auch «geöffnet oder geschlossen» (Stromkreis!). So entstand die Schaltalgebra. Sie bildet die Basis für die Verknüpfung von digitalen Schaltungen, damals noch in Relaistechnik, heute überwiegend mit integrierten Schaltkreisen.
Grundlage der Schaltalgebra sind die logischen Funktionen UND (AND), ODER (OR) und NICHT (NEGATION). Man nennt sie auch logische Verknüpfungen. Mit diesen lassen sich bereits alle «kombinatorischen» Schaltungen der digitalen Signalverarbeitung zusammensetzen. Mit den Kombinationen von UND und NICHT, dem NAND (im Übergang zur angelsächsischen Schreibweise), oder der von ODER und NICHT, dem NOR, sind darüber hinaus jeweils alle anderen Funktionen zu realisieren.
Kombinatorische Schaltungen geben stets den Schaltzustand wieder, der durch Anlegen der jeweiligen Signale an die Eingänge der Schaltung zu erwarten ist. Als weiteres Element von Digitalschaltungen führt der Einbau von Speichern dazu, daß die Ausgänge der Schaltung vom vorhergegangenen Zustand abhängige neue Zustände einnehmen, wenn die Eingangssignale wechseln. Das führt zu sequentiellen Schaltungen («Folgeschaltungen»). Vom zufälligen, beim Einschalten sich ergebenden Zustand der einzelnen Flip-Flop (oder auch von ihrer gewollten Vorprogrammierung) einer Zähldekade z. B. hängt es ab, welche Ziffer gerade angezeigt wird. Daher braucht man in solchen Schaltungen «Setz»- bzw. «Rücksetz»-Möglichkeiten, um einen definierten Anfangszustand zu erreichen.
Für die Beschreibung logischer Funktionen gibt es eine Reihe von Möglichkeiten [3], von denen einige erst für den Fortgeschrittenen wichtig sind. In dieser Broschüre sei hauptsächlich auf die symbolische Darstellung eingegangen, da sie für die Wiedergabe digitaler Schaltungen

im Stromlaufplan wichtig ist und auf die zu ihr gehörende Wertetabelle, aus der die Reaktionen des Ausgangs auf die angelegten Eingangsvariablen zum Ausdruck kommen. Diese Symbolik gilt für beliebige Realisierungen von Logikschaltungen. Ebenso allgemein ist die mathematische Formulierung. Entsprechend den Funktionen UND, ODER und NICHT benutzt man für die Verknüpfung der Eingangsvariablen in den jeweiligen Realisierungen der logischen Funktionen die Zeichen $\wedge$ für UND (häufiger $\cdot$, der meist auch noch weggelassen wird) und $\vee$ («vel» heißt lateinisch oder, daher das $\vee$) bzw. – wenn $\cdot$ für UND – das Zeichen + für ODER. Die Negierung («NICHT») wird durch einen waagerechten Strich über der Variablen gekennzeichnet: $\bar{x}$. Die Funktion UND heißt auch Konjunktion, und für ODER ist auch die Bezeichnung Disjunktion gebräuchlich. Ein NICHT realisierendes Bauelement nennt man Negator.
Das Signal 1 wird über einem Negator zum Signal 0. Schon eine einfache npn-Transistorstufe in Emitterschaltung stellt einen Negator dar. Als «UND»- oder «AND»-Glied bezeichnet man eine Grundschaltung, an deren Ausgang nur dann eine 1 erscheint, wenn alle Eingänge 1 erhalten. Hat auch nur einer 0, so ist der Ausgang ebenfalls 0. Werden nun UND-Glied und Negator hintereinandergeschaltet, so bedeutet das: Am Ausgang erscheint (nur dann) die «negierte 1» (also 0), wenn alle Eingänge eine 1 erhalten. Anderenfalls führt der Ausgang 1 («negierte 0»). In der Schreibweise der Schaltalgebra heißt die Funktion des NAND-Glieds $Y = \overline{A \cdot B}$. Der Negator allein verkörpert die Funktion $Y = \bar{A}$ und das UND-Glied $Y = A \cdot B$, sprich Y = A und B, d.h. $Y = 1$ ist erst gegeben für $A = 1$ und $B = 1$, sonst ist $Y = 0$. Ein UND-Glied nach Bild 2.1 hat damit die ebenfalls im Bild dargestellte Funktionstabelle.
Zum besseren Verständnis von elektronisch realisierten logischen Grundfunktionen zieht man häufig den mechanischen Kontakt heran, wie das auch entsprechend Bild 2.1 geschah. Als UND-Glied ergibt sich die Serienschaltung von Arbeitskontakten, die im geöffneten Zustand

A	B	y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Bild 2.1
AND (UND) mit Schalternachbildung und Funktionstabelle

A	B	y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Bild 2.2
NAND (Nicht-UND) mit Schalternachbildung und Funktionstabelle

die 0 und im geschlossenen die 1 darstellen. (Die Zuordnung stammt aus der Relaistechnik: Ist ein Relais mit Ruhe- und Arbeitskontakten stromlos, so sind die Ruhekontakte geschlossen und die Arbeitskontakte geöffnet.) Liegt am Eingang dieser Kette 1, so gelangt diese 1 also erst zum Ausgang, wenn alle Kontakte geschlossen sind. Während dieses UND-Glied also mit (in Serie geschalteten) Arbeitskontakten realisiert werden kann, ergibt sich dazu die Negation über (parallelgeschaltete) Ruhekontakte (Bild 2.2).

Die Negation wird durch den Punkt im Gattersymbol angegeben. Ein Negator allein (also mit nur einem Eingang) entspricht damit einem Ruhekontakt, der sich öffnet, wenn das zugehörige Relais Strom erhält (wenn man den Schalter für den Relaiskreis schließt). A und B gehören in beiden Fällen zu verschiedenen Relais.

Die durch ein UND-Glied erzielte logische Verknüpfung von Signalen heißt, wie schon erwähnt, Konjunktion. Als weitere Möglichkeit gibt es die Disjunktion, dargestellt durch die ODER-Schaltung (engl. OR, eine ODER-Schaltung mit anschließender Negation heißt daher NOR-Schaltung oder NOR-Glied). «ODER» bedeutet: Hat auch nur einer der Eingänge A, B usw. den Zustand 1, so erscheint auch am Ausgang die 1 (Bild 2.3). In der Relaistechnik erzielt man dieses Verhalten durch die Parallelschaltung von Arbeitskontakten. Umgekehrt ist die NOR-Funktion gemäß Bild 2.4 durch die Serienschaltung von Ruhekontakten gegeben.

Logische Verknüpfungen gelingen im allgemeinen allein mit den beiden Funktionen «UND» und «NICHT» bzw. mit «ODER» und «NICHT», da man sowohl die ODER-Funktion auch mit entsprechend verknüpften UND-Gliedern bzw. die UND-Funktion mit ODER-Gliedern erreichen kann (Bild 2.5).

Verknüpft man logische Grundschaltungen in der Weise, daß der Zustand der Ausgangsvariablen nur vom augenblicklichen Zustand der Eingangsvariablen abhängt, so spricht man – wie schon erwähnt – von kombinatorischen Verknüpfungen. (Einfaches Beispiel: Überwachungs-

A	B	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Bild 2.3
OR (ODER) mit Schalternachbildung und Funktionstabelle

A	B	y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Bild 2.4
NOR (NICHT-ODER) mit Schalternachbildung und Funktionstabelle

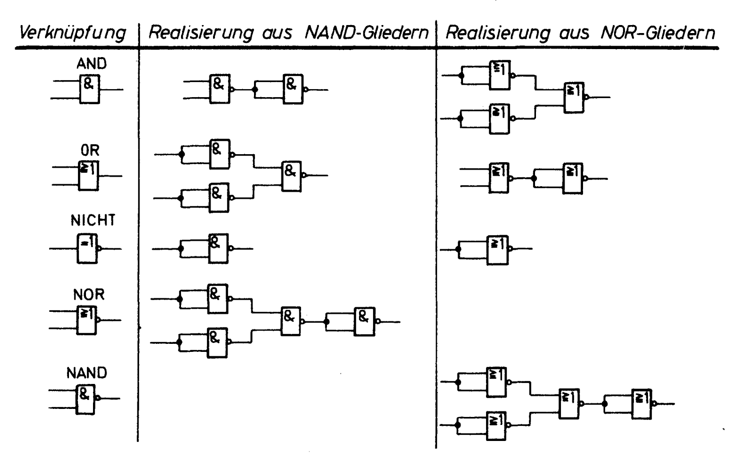


Bild 2.5 Realisierung von Grundfunktionen entweder nur mit NAND- oder nur mit NOR-Gliedern (nach [7])

schaltung mit einem NAND-Gatter.) Sequentielle Verknüpfungen enthalten daher Speicherelemente. Sieht man von speziellen Langzeitspeichern ab, die unabhängig vom Betriebszustand der Einrichtung Informationen über längere Zeiten hinweg speichern, so kommen hauptsächlich der bistabile Multivibrator («Flip-Flop») und der monostabile Multivibrator («Mono-Flop») in Frage, die ihre Informationen aber nur während des Betriebs der Anlage speichern können, also nur bei eingeschalteter Betriebsspannung. Der erstgenannte Speicher gilt als Speicher für beliebige Zeiträume (bis zum vom System gegebenen Umschaltbefehl), der letztgenannte ist ein Kurzzeitspeicher, dessen Speicherzeit vom Wert seines Speicherkondensators abhängt. Mit einem Monoflop formt man u. a. auch aus kurzen Eingangsimpulsen (z. B. Nadeln) Rechteck-Ausgangsimpulse definierter Breite. Auch diese Schaltungen lassen sich z. B. aus NANDs zusammensetzen [5].
Sequentielle Schaltungen brauchen einen Zeitmaßstab, durch den der Ablauf der logischen Operationen bestimmt wird. Bei «asynchronem Betrieb» steuert der Signalablauf selbst die Signalaufnahme der Speicherelemente; bei «synchronem Betrieb» wird der periodische Wechsel der Zustände 0 und 1 von einem astabilen Multivibrator bestimmter «Taktfrequenz» vorgegeben. Beispiele sequentieller Schaltungen sind Register und Zähler.
Zu den logischen Funktionen gibt es eine Reihe von Rechenregeln, die man vor allem dazu nutzt, um Schaltfunktionen zu vereinfachen («Aus-

sagenlogik») [4]; dabei ist 1 das Symbol für «vorhanden», «ja», «Ein», 0 das für «nicht vorhanden», «nein», «Aus»:

$\overline{0} = 1, \overline{1} = 0$	(die binären Werte sind immer invers, d.h. komplementär, zueinander);
$\overline{\overline{0}} = 0, \overline{\overline{1}} = 1, \overline{\overline{x}} = x$	(bei einer doppelten Negation ergibt sich wieder der ursprüngliche Wert der Variablen);
$x + \overline{x} = 1$	(die Disjunktion zueinander inverser Variablen ist 1);
$x \cdot \overline{x} = 0$	(die Konjunktion zueinander inverser Variablen ist 0);
$x + 1 = 1$	(eine Disjunktion von 1 mit einer Variablen wird 1);
$x \cdot 1 = x$	(in einer Konjunktion kann 1 entfallen bzw. «stört nicht»);
$x + 0 = x$	(in einer Disjunktion kann 0 entfallen bzw. «stört nicht»);
$x \cdot 0 = 0$	(Konjunktion einer Variablen mit 0 wird 0);
$\left.\begin{array}{l} x_1 + x_2 = x_2 + x_1, \\ x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1 \end{array}\right\}$	(Kommutatives Gesetz: die Reihenfolge der Variablen innerhalb einer Verknüpfungsart ist beliebig);
$\left.\begin{array}{l} (x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3), \\ (x_1 \cdot x_2) \cdot x_3 = x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3) \end{array}\right\}$	(Assoziatives Gesetz: Einklammern von Gruppen von Variablen ist innerhalb einer Verknüpfungsart möglich);
$(x_1 + x_2) \cdot x_3 \neq x_1 + (x_2 \cdot x_3)$	(in gemischten Verknüpfungen hat die Konjunktion Vorrang vor der Disjunktion, daher können hier nicht beliebig Klammern gesetzt werden);
$\left.\begin{array}{l} \overline{x_1 + x_2} = \overline{x}_1 \cdot \overline{x}_2, \\ \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x}_1 + \overline{x}_2 \end{array}\right\}$	(Dualitätsprinzip, *deMorgan*sche Gesetze: eine Schaltfunktion ändert ihren Wert nicht, wenn man sämtliche Variablenwerte und Verknüpfungen umkehrt, also 1 in 0, 0 in 1, x in $\overline{x}$, $\overline{x}$ in x, + in ·, · in + verwandelt);
$\begin{array}{l} (x_1 \cdot x_2) + (x_2 \cdot x_3) = x_1 \cdot (x_2 + x_3), \\ (x_1 + x_2) \cdot (x_1 + x_3) = x_1 + (x_2 \cdot x_3) \end{array}$	(Distributives Gesetz: gemeinsame Variable können ausgeklammert werden).

Diesen logischen Aussagen werden in der technischen Realisierung bestimmte Pegel zugeordnet; s. Abschnitt 3! Alle Aussagen der Tabelle sind durch einfache Experimente nachzuweisen.

3. Realisierungen (Schaltkreissysteme)

Wenn auch logische Funktionen in anderen Bereichen der Technik, je nach Zweckmäßigkeit, mit anderen physikalischen Wirkprinzipien realisiert werden können (z. B. «Fluidics» in Form von hydraulischen Steuerelementen oder auch pneumatisch), so interessieren den Elektroniker der 80er Jahre doch in erster Linie mikroelektronische Schaltungen. Im Sprachgebrauch hat sich der Ausdruck «Gatter» (englisch «Gate», auch «Tor») eingebürgert. Dazu sei folgender einprägsamer, wenn auch recht drastischer Vergleich gestattet, denkt man an eine grüne Wiese mit vielen freundlichen Kühen: Gatter geschlossen – die Kühe bleiben in der Koppel; Gatter auf – sie laufen auf die Weide. Hat das Gatter z. B. 2 Riegel übereinander, so müssen Riegel 1 **und** Riegel 2 geöffnet werden, bevor das Gatter «durchläßt». Ist das Gatter so beschaffen, daß es sich links **oder** rechts öffnen läßt, so genügt jeweils ein Riegel. Damit sind praktisch Sinnbilder für ein UND- und für ein ODER-Gatter gegeben. Von ähnlichen Überlegungen mag auch *Boole* seinerzeit ausgegangen sein. Er hat solche Aussagen formalisiert, mit entsprechenden Symbolen versehen, und so entstand die Aussagenlogik (lat. Prädikatenlogik).
Welcher Grundbaustein für ein Logiksystem als Basis der Realisierung benutzt wird, hängt von der Technologie ab. So lassen sich in p-MOS-Technik (ohne Beweis) leichter NORs herstellen und in TTL-Technik leichter NANDs. Damit wurden auch sofort die beiden per 1980 noch die DDR-Digitaltechnik bestimmenden «Logikfamilien» genannt. Von beiden ist die TTL-Technik die z. Z. weiter verbreitete. MOS-Schaltungen werden z. B. in [8] ausführlich behandelt, da sie im Handel oft recht preisgünstig angeboten werden und eine Reihe durchaus auch für ihre Technik spezifischer interessanter Anwendungen zulassen. Man beachte in diesem sicherlich noch zugänglichen Bauplan die zu TTL in der «Logik» bestehenden Unterschiede!
TTL heißt Transistor-Transistor-Logik und ergibt sich aus der Zusammensetzung eines solchen Gatters auf einem Siliziumscheibchen, auch «Chip» genannt (Bild 3.1).
Die an eine «eisenlose» Endstufe erinnernde Ausgangsschaltung liefert an Y einen Pegel, der – je nach Aussteuerung der Eingänge – bei Belastung entweder mindestens 2,4 V beträgt oder höchstens 0,4 V. Den ersten Zustand nennt man bei den in «positiver Logik» arbeitenden

Schaltkreisen dieser Serie «logische 1» (hoher Pegel, engl. «high», H), den zweiten «logische 0» (niedriger Pegel, engl. «low», L). (Achtung – früher war auch die Schreibweise L für logische 1 und 0 für logische 0 gebräuchlich.) Der Ausgangspegel wird durch den Zustand des Treibertransistors bestimmt. Ist er gesperrt, so sperrt auch der untere Ausgangstransistor, da er keinen Basisstrom erhält. Der obere dagegen ist «durchgeschaltet», denn er bekommt über den 1,6-kΩ-Widerstand Basisstrom. Damit erscheint an Y der H-Pegel (die 1). Bei leitendem Treibertransistor dagegen wird der untere Ausgangstransistor ebenfalls leitend. Damit kann er einen in Y z. B. vom folgenden Gattereingang einfließenden Strom nach Masse ableiten. Seine Restspannung liegt dabei so lange unter 0,4 V (L-Pegel, Zustand: logische 0), bis mehr als 10 folgende Gattereingänge angeschlossen werden («Ausgangslastfaktor $N_0 = 10$). Der Zustand des Treibertransistors hängt nun wiederum von dem des Mehremittertransistors ab. Sind seine Eingänge (die Emitter) offen oder liegen sie an Plus, also an «H» [1]), so erhält der Treiber über den 4-kΩ-Widerstand und die Basis-Kollektor-Diode des Mehremittertransistors Basisstrom. Damit werden der Treiber sowie der untere Ausgangstransistor durchgeschaltet, d. h., H-Pegel (1) an den Eingängen bedeutet Zustand 0 am Ausgang, schaltalgebraisch ausgedrückt $Y = \overline{A \cdot B}$ (sprich «A und B invertiert»). Legt man jedoch einen der Eingänge an «0» (L-Pegel, für Eingänge weniger als 0,8 V), so fließt der Strom über den 4-kΩ-Widerstand und diese Basis-Emitter-Diode nach Masse ab. Dadurch erscheint am Ausgang sofort H-Potential («0 und 1 gleich 0» – nach diesen Regeln! – «0 invertiert gleich 1»). Daran ändert sich auch nichts mehr, wenn der zweite (oder ein weiterer eventuell vorhandener) Gattereingang 0 erhält: $\overline{0 \cdot 0} = 1$. Erst $\overline{1 \cdot 1} = 0$ ergibt wieder den Ausgangszustand der Betrachtung.

Das Wesentlichste an dieser Schaltungstechnik ist also: Um in einer Verknüpfung solcher Gatter das jeweils folgende zu beeinflussen, muß der auf 0 geschaltete Ausgang des vorhergehenden vom angeschlossenen Eingang des folgenden Gatters einen Strom aufnehmen (bei den «Markentypen» der D 10-Reihe sind das maximal etwa 1,6 mA). Bei hochliegendem Ausgang dagegen fließt nur ein Strom von einigen zehn Mikroampere aus dem Ausgang in den (dann gesperrten) Eingang. Je

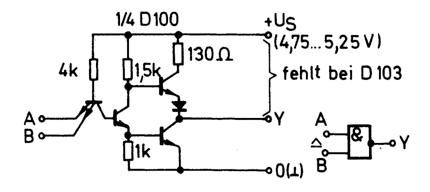


Bild 3.1
NAND-Gatter-Innenschaltung
(Beispiel *D 100* bzw. *D 103*)
T1: Mehrebenentransistor,
T2 folgt auf T1,
T3 unterer und T4
oberer Ausgangstransistor

höher der bei 0 in den Ausgang fließende Strom, um so höher steigt auch die «Nullspannung». Sie erreicht – typenabhängig – die zulässige obere Grenzspannung für den Zustand 0 oberhalb einer bestimmten Anzahl angeschlossener Gatter. Man darf also im allgemeinen jeden Ausgang mit höchstens 10 Gattern belasten bzw. muß ein Leistungsgatter vorsehen. Solche Gatter sind in der DDR in der Schaltkreisreihe D 10 *(D 100, D 110, D 120, D 130, D 140)* zusammengefaßt.

Außer den beiden beschriebenen logischen Zuständen L und H am Ausgang gibt es noch ein typisches Übergangsverhalten der Schaltung, das in Bild 3.2 dargestellt ist. Der Knick zwischen etwa U_I = 0,5 V bis 1,2 V ergibt sich durch die Stromübernahme des Basisstroms von T 4 durch den Kollektor von T 2, wobei T 3 noch nicht leitet. Erst dann, wenn U_I weiter erhöht wird, kommt T 3 in den leitenden Zustand und erreicht bei etwa 1,5 V die Sättigung. Praktisch wird diese Kurve auf Grund der erforderlichen geringen Anstiegs- und Abfallzeiten der Eingangssignale und der geringen gespeicherten Ladungen im Schaltkreis in einer sehr kurzen Zeit durchlaufen. Durch den in TTL-Schaltkreisen häufig eingesetzten Vielfachemittertransistor ergeben sich relativ kurze Schaltzeiten der Schaltungen und rückwirkungsarme Verknüpfungen der Schaltkreiseingänge.

Werden in einem TTL-Gatter die Widerstandswerte verringert, so sinken die Schaltzeiten weiter. Man erhält auf diese Weise die «schnelle» Reihe, deren Strombedarf bei gleichbleibender Versorgungsspannung (5 V ± 5 %) entsprechend höher liegt. Umgekehrt ergibt sich die «Kleinleistungsreihe» («Low power») durch Erhöhen der Widerstandswerte. Damit ist aber auch die Tatsache verbunden, daß man an ihre Ausgänge weniger Schaltkreise der Standardreihe anschließen kann. Typischer Low-Maximalstrom am Ausgang: 3,6 mA gegenüber 16 mA der Standardreihe. Die Schaltkreise dieser Reihe sind langsamer als die Standardtypen, haben jedoch im Durchschnitt nur etwa 10 % von deren Lei-

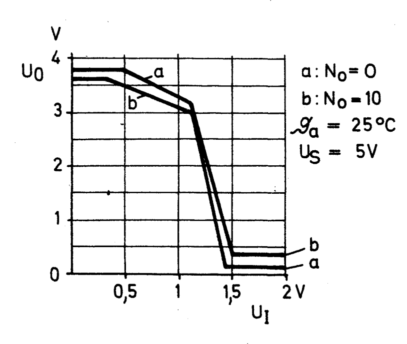


Bild 3.2
Übergangsverhalten eines Gatters: Ausgangsspannung U_O als Funktion der Eingangsspannung U_I

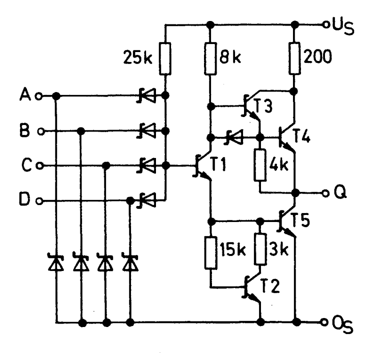


Bild 3.3
Low-Power-*Schottky*-NAND, Innenschaltung (Beispiel: *74 LS 20*, nach [7])

stungsbedarf. Der Einsatz von *Schottky*-Dioden (ihre Durchlaßspannung ist niedriger als die normaler Siliziumdioden) zum Verhindern der Übersättigung in den Gattertransistoren verringert wiederum die Schaltzeiten, so daß schließlich die Kombination in Form der «LS»-Reihe (Low-Power-*Schottky*) als die vernünftigste Weiterentwicklung der TTL-Technik bezüglich möglicher Arbeitsfrequenz und niedrigen Leistungsbedarfs gelten kann (I_{OL} = 7 mA, 20% Leistungsbedarf von TTL bei etwa gleichem Frequenzbereich [6]). Bild 3.3 zeigt ein NAND in LS-Technik [7].
Abschließend zur TTL-Technik gibt Bild 3.4 nochmals anschaulich die Toleranzfelder für die Zustände EIN und AUS wieder. In Werten heißt das, auf ein Gatter bezogen:

$U_{IH\,min}$ 2 V, $U_{IL\,max}$ 0,8 V, $-I_{IL\,max}$ 1,6 mA; $U_{OH\,min}$ 2,4 V, $U_{OL\,max}$ 0,4 V, $I_{IH\,max}$ 40 µA.

Ein je nach Betriebsspannung anderes Toleranzfeld gilt für den ernsthaftesten «Konkurrenten» der TTL-Technik, die CMOS-Technik (Komplementäre MOS-Schaltung, die dadurch bei Gleichspannung ruhestromfrei ist und sich nahezu leistungslos steuern läßt). Bild 3.5 zeigt die von der Betriebsspannung abhängige Übergangskennlinie eines CMOS-Gatters. Bei ihrer Weiterentwicklung, der LOCMOS-Technik, sind die Übergänge nicht mehr verrundet, sondern nähern sich einer

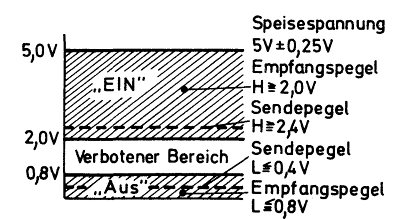


Bild 3.4
Toleranzfelder der TTL-Technik [7]

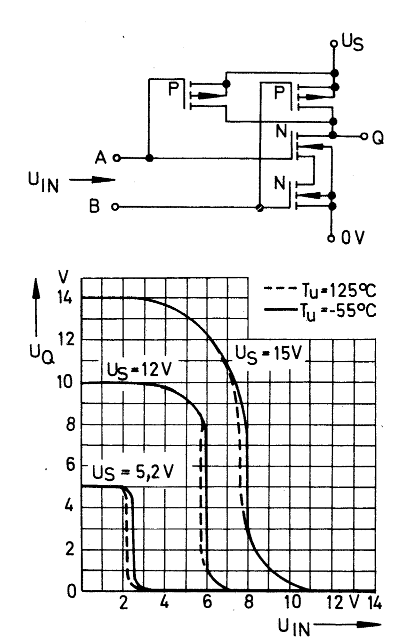


Bild 3.5
CMOS-Gatter mit Übergangskennlinien [7]

idealen rechteckigen Form. Übliche CMOS-Schaltungen sind «langsamer» als TTL, was jedoch in vielen Anwendungen nicht von Bedeutung ist. Ihre erst bei höheren Frequenzen merkliche, sonst jedoch äußerst niedrige Verlustleistung und die Möglichkeit, moderne Typen je nach Notwendigkeit mit Betriebsspannungen von (3) 5 bis 15 (18) V betreiben zu können, zählen zu den wichtigsten Vorteilen. Der Umgang mit ihnen erfordert dafür einige Vorsicht, damit nicht durch elektrostatische Aufladungen entstehende hohe Spannungen die extrem dünne isolierende Schicht der Steuerelektrode zerstören.

Ähnliche Bedingungen gelten auch für die u.a. in der DDR für maschinelle Steuerungen, aber auch für spezielle Zwecke der Konsumgüterelektronik (z.B. Programmwahl mit Sensoren) benutzte Hochvolt-MOS-Schaltkreisreihe. Sie benötigen allerdings Leistungen, die nur wenig unter denen von TTL-Schaltungen liegen, dafür jedoch in Form kleinerer Ströme bei höherer Betriebsspannung (13 V und 27 V mit relativ engen Toleranzen) zugeführt werden. Im Gegensatz zur «positiven Logik», nach der sowohl alle TTL-Schaltkreisreihen wie auch CMOS-Schaltkreise arbeiten, benötigen diese MOS-Schaltkreise vom p-Kanal-Anreicherungstyp gegen Masse (Bulk) negative Spannungen [8]. Damit

ist die kleinste negative Spannung (im Grenzfall also 0 V) dem logischen Pegel H zugeordnet; sie hat dabei die binäre Wertigkeit 0. Auf Masse liegende Ein- oder Ausgänge führen damit bis zu einer Spannung von —2 V H-Pegel (H = high = hoch). L ist definiert als der Spannungsbereich ab —9 V nach negativen Spannungen hin. Das ergibt sich aus der relativ hohen notwendigen Gatespannung, von der an erst ein Strom im Kanal fließt. Dieser Pegel hat dabei die binäre Wertigkeit 1. Symbolik und Arbeitsweise aller MOS-Schaltkreise beziehen sich damit auf die folgende Zuordnung: L («Signal»-Pegel): —9 V, H («Masse»-Pegel): —2 V, oder anders ausgedrückt: Eingangsspannung «L»: $-U_{eL} \geqq 9$ V, «H»: $-U_{eH} \leqq 2$ V; minimaler statischer Störabstand: 1 V.
Zur praktischen Bedeutung dieser Tatsachen ein Beispiel für alle, die die positive TTL-Logik gewöhnt sind: AND in positiver Logik bedeutet, daß der Ausgang nur dann H führt, wenn alle Eingänge H erhalten, wobei H in positiver Logik der binären Wertigkeit 1 entspricht. Schon ein einziger auf L liegender Eingang erzwingt L am Ausgang. (L entspricht der Wertigkeit 0 in der positiven Logik). Ein AND in negativer Logik dagegen führt nur dann am Ausgang L, wenn beide Eingänge auf L liegen. H auch nur an einem Eingang erzwingt H am Ausgang. Also merke man sich: In beiden Logikfamilien ergeben an Masse (bzw. an den der Masse am nächsten liegenden Pegel) geschaltete Eingänge eines AND diesen Pegel (mit der binären Wertigkeit 0) auch am Ausgang. Nur wenn alle Eingänge auf «1» liegen, erscheint 1 am Ausgang. Also: negative Logik bei MOS-IS: H $\triangleq$ 0 $\triangleq$ $U = 0$ bis —2 V, L $\triangleq$ 1 $\triangleq$ U ab —9 V;
positive Logik bei TTL-IS: H $\triangleq$ 1 $\triangleq$ U ab +2,0 V, L $\triangleq$ 0 $\triangleq$ $U = 0$ bis +0,8 V (genauer zu TTL siehe Bild 3.4).

4. Umgang mit TTL-Schaltkreisen

Die folgenden Hinweise wurden zwar speziell im Zusammenhang mit Bastelschaltkreisen der P20-Reihe zusammengestellt, gelten aber sinngemäß auch für andere TTL-Typen [9].

4.1. Hinweise zu den technischen Daten

Die angegebenen Grenzwerte dürfen – unter Beachtung aller möglichen Einflußgrößen – nicht überschritten werden. Einzelne Grenzwerte sind auch dann einzuhalten, wenn man andere nicht voll nutzt. Die unter den Grenzwerten aufgeführten Spannungsbereiche dürfen auf keinen Fall – auch nicht kurzzeitig! – überschritten werden. Bei der Schaltungsdimensionierung sind deshalb alle Einflüsse auf die Betriebs- und Signalspannungen (Netzspannungsänderungen, Störspannungen, Lastschwankungen, Temperatureinflüsse usw.) zu berücksichtigen.
Die Grenzwerte sind die vom Hersteller angegebenen möglichen Einflußgrößen, geben jedoch keine Aussage zur eigentlichen Funktion der Schaltkreise! Demgegenüber ist unter Betriebswerten bei Beachtung der in Abschnitt 4.2. und Abschnitt 4.3. gegebenen Hinweise die ordnungsgemäße Funktion der Schaltkreise gewährleistet. (Ein Betrieb der Schaltkreise außerhalb der Betriebswerte, z. B. bei Spannungen unter 4,75 V, ist in gewissem Maße möglich, wird jedoch vom Hersteller nicht garantiert.) Die statischen Kennwerte sind typspezifische garantierte Eigenschaften unter festgelegten Meßbedingungen.
Informationskennwerte sind die vom Hersteller des Schaltkreises aus einer großen Anzahl gleichen Typs ermittelten typischen Werte (Mittelwerte) bei Nennbetriebsspannung und bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C. Diese Werte können deshalb von Exemplar zu Exemplar streuen und werden nicht garantiert.

4.2. Hinweise zur Schaltungstechnik

4.2.1. Zusammenschaltung

Der Ausgangslastfaktor N_0, eine für jeden Schaltkreistyp spezifische Größe, bestimmt, wieviel Lasten an einen Schaltkreisausgang angeschlossen werden können. Dabei ist folgendes zu beachten:
- Die äquivalenten Ausgangsströme für $N_0 = 1$ sind bei den Typenreihen D 10 und D 20 unterschiedlich, d. h. die Typenreihe D 20 ist bei gleichem N_0 um 25 % höher belastbar.
- Die Eingänge R, S und T der Flip-Flop-Typen und die Eingänge des Typs *D 240* stellen bis etwa das 2- bis 3fache einer Eingangslast dar, was bei der Belastung des treibenden Gatters zu berücksichtigen ist.
- Bei Belastung von Gattern und Flip-Flop mit MSI-Amateurschaltkreisen sind die Eingangsströme zu beachten (s. technische Daten). Die Parallelschaltung mehrerer Ausgänge ist nur bei den Typen *D 103*, *D 126* und *D 201* zulässig.

4.2.2. Beschaltung unbenutzter Gatter und unbenutzter Eingänge

Die Eingänge unbenutzter (!) Gatter (oder Inverter) sind an Masse (L) zu legen. Unbenutzte Eingänge von Schaltkreisen sind – entsprechend ihrer logischen Funktion – an L- oder H-Potential zu legen. Unbenutzte Eingänge von benutzten (!) NAND-Gattern können verbunden werden:
- mit benutzten Eingängen desselben Gatters;
- mit dem Ausgang eines unbenutzten Gatters, dessen Eingänge an L-Potential liegen;
- mit einer Spannungsquelle von etwa 3 V oder
- über einen Widerstand $> 1\,k\Omega$ mit U_S.

Unbenutzte J-, K-, R- und S-Eingänge von Flip-Flop sind an ein stabiles H-Potential zu legen. Sie können direkt mit U_S verbunden werden, wenn die Spannung $< 5{,}5$ V ist.

4.2.3. Kurzschließen von Ausgängen

H-Potential führende Ausgänge von Schaltkreisen sollten nicht gegen Masse kurzgeschlossen werden. Nur ein kurzzeitiges Kurzschließen jeweils eines Ausgangs ist im Ausnahmefall zulässig.

4.2.4. Hinweise zur Betriebsspannung (Versorgungsspannung)

Der Netzteil bzw. die Schaltung zur Versorgung der Betriebsspannung sollte eine stabile Betriebsspannung gewährleisten, da sich beim Umschalten digitaler Schaltkreise (insbesondere bei Gattern) und unter anderem in Abhängigkeit von der Ausgangsbelastung (z. B. beim *D 147C*) sowohl statisch als auch dynamisch wesentliche Schwankungen in der Stromaufnahme ergeben. Bei Gattern ist weiterhin zu beachten, daß die Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz bei hohen Betriebsfrequenzen um so stärker ansteigt, je höher die kapazitive Belastung der Ausgänge ist.

4.2.5. Dynamische Probleme

Außerordentlich wichtig für eine ordnungsgemäße Funktion von TTL-Schaltkreisen ist die Kenntnis einiger Grundsätze zur Vermeidung dynamischer Probleme. Da eine eingehende Erklärung der Zusammenhänge den Umfang dieses Abschnitts sprengen würde, sollen nur einige sinnvolle Maßnahmen kurz aufgeführt werden:

- Alle Zuleitungen zu und auf den Leiterplatten, insbesondere die Masseleitungen, sind möglichst kurz bzw. niederohmig und induktionsarm auszuführen. (Die Masseleitung auf den Leiterplatten ist großflächig zu gestalten.)
- Die Betriebsspannung ist direkt an der Leiterplatte mit einem HF-Kondensator (mindestens 10 nF) und mit einem Elektrolytkondensator (10 µF) abzublocken.
- Die Signalleitungen sind so kurz und kapazitätsarm wie möglich auszuführen. Bei Signalleitungen mit Längen über etwa 0,5 m, auf denen Sprungfunktionen übertragen werden, sind besondere elektrische Maßnahmen erforderlich. (Flip-Flop eignen sich nicht als Leitungstreiber!)
- Die Ausgänge der Schaltkreise sollte man möglichst gering kapazitiv belasten.
- TTL-Schaltkreise erfordern zur einwandfreien Funktion bestimmte Anstiegs- und Abfallzeiten der Eingangssignale, damit Schwingungen während des Umschaltvorgangs vermieden werden. Die Anstiegs- und Abfallzeiten sollen möglichst klein sein:
  $< 1\,\mu s$ bei Gattern und MSI-Schaltkreisen mit Gatterfunktionen (z. B. *D 147C*);

< 500 ns bei Master-Slave-Flip-Flop und MSI-Schaltkreisen mit derartigen Schaltungen (z. B. Schieberegister und Zähler);

< 200 ns bei flankengetriggerten Flip-Flop und MSI-Schaltkreisen mit derartigen Flip-Flop (Speicherschaltkreise).

Diese Forderungen sind besonders wichtig, wenn TTL-Schaltkreise von systemfremden Schaltungen angesteuert werden. In diesen Fällen ist unter Umständen ein steilerer Impuls (z. B. durch vorgeschaltete *Schmitt*-Trigger) zu erzeugen. In «reinen» TTL-Verknüpfungen sind die genannten Bedingungen meist automatisch erfüllt.

4.3. Einbau

Die Schaltkreise befinden sich in 14- oder 16poligen Keramik- oder Plastgehäusen. Die Anschlüsse liegen im Rastermaß von 2,5 mm und in einem Reihenabstand von 7,5 mm. Mechanische und thermische Überbeanspruchung gefährden den Schaltkreis. Deshalb ist beim Einsetzen des Schaltkreises in Leiterplatten oder Einsteckfassungen Vorsicht geboten. Die Anschlüsse dürfen nicht verbogen oder einer Torsion ausgesetzt werden. Außerdem sind dauernde Zug- oder Druckkräfte unzulässig. Sie sind höchstens bis zur Aufsetzkante in die Bohrungen der Leiterplatte einzusetzen.

Beim Einlöten ist ein Lötkolben mit einer Leistung von 10 bis 20 W zu verwenden, der ordnungsgemäß geerdet sein muß. Je Anschluß darf nur einige Sekunden lang gelötet werden. Als Flußmittel beim Löten eignet sich Kolophonium. Verunreinigungen vom Lötprozeß beseitigt man mit Spiritus oder Äthanol als Waschmittel. Dieses darf dabei nur auf die Anschlüsse einwirken. Mehrfaches Ein- und Auslöten ist zu vermeiden. (Beim Auslöten sind nach Möglichkeit alle Anschlüsse gleichzeitig zu erwärmen, wobei schnell gearbeitet werden muß.)

Das Auslöten eines Schaltkreises gelingt, wenn keine Speziallötkolben zum gleichzeitigem Lösen aller Verbindungen vorhanden ist, auch recht einfach und ohne große Erwärmung des Schaltkreises mit in flüssiges Lötmittel getauchtem Kupfergeflecht-Abschirmschlauch zwischen Lötstelle und Lötkolben («Lotsauglitze»!).

5. Umgang mit MOS-Schaltkreisen

Durch die nahezu leistungslose Steuerbarkeit von MOS-Bauelementen besteht die Gefahr, daß schon elektrostatische Aufladungen relativ kleiner Energie, jedoch hoher Spannung, die dünne Gate-Isolationsschicht durchschlagen und das Bauelement unbrauchbar machen können. Wer Jeans trägt und beim Arbeiten auf einem Holzstuhl sitzt, stellt dabei aber eine weit geringere Gefahr dar als jemand im Dederonkittel auf einem Kunststoffsitz. Das soll heißen: Synthetische Kleidung und hochisolierende, leicht durch Reibung aufladbare Sitzmöbel sind nichts für MOS-IS! Wer aber an seinem Arbeitsplatz einige Regeln beachtet, dem «stirbt» auch ein MOS-Schaltkreis nur selten. Dazu gehört z. B., daß man auf einer leitenden Unterlage arbeitet (z. B. Cu-kaschiertes Halbzeug) und die Lötkolbenspitze mit dieser Fläche verbindet. Außerdem bringt man den Behälter mit den Schaltkreisen und sich selbst ebenfalls zunächst auf dieses Potential, verbindet also z. B. kurzzeitig das metallische Schachtelinnere damit. Stets zuerst den metallischen Träger des Schaltkreises berühren und ihn erst dann entnehmen; möglichst auch nicht die Anschlüsse selbst berühren! Die notwendige Routine kommt rasch, und in der fertigen Schaltung arbeitet ein MOS-IS genau so zuverlässig wie ein TTL-Schaltkreis.

6. TTL-Schaltkreise der DDR und des RGW (Auswahl)

Bedingt durch die Arbeitsteilung in den Ländern des RGW wird in der DDR nur ein ausgewähltes Spektrum an TTL-Schaltkreistypen produziert. Neben einem Sortiment von Gattern, Flip-Flop u. ä. gehören dazu Dekoder für 7-Segment-Anzeigen, voreinstellbare Vor-/Rückwärts-Zähler und Schieberegister. Weitere Typen werden vorwiegend aus der UdSSR, aber z. B. auch aus der ČSSR und aus der VR Polen importiert. Sie alle sind kompatibel (d. h. austauschbar) mit der international eingeführten Reihe mit der Vorsatzzahl «74», hinter der bei Low-Power, *Schottky* und bei Low-Power-*Schottky* die jeweiligen Buchstaben folgen (L, S, LS) bzw. (bei der Standardreihe, die unserer D 10-Reihe entspricht) sofort die 2- oder 3stellige Kennzahl steht. Der Buchstabe «H» schließlich kennzeichnet die «high-speed»-Reihe (also höhere Schaltgeschwindigkeit), die mit unserer D 20-Reihe verglichen werden kann. DDR-Schaltkreise beginnen mit einem Buchstaben (D für digital, A für analog, P für Amateurtyp digital, R für Amateurtyp analog, S für neuere MOS-Amateurtypen, E für erweiterten Temperaturbereich), tragen dann eine 3stellige Kennzahl und geben mit einem abschließenden D oder C darüber Auskunft, ob sie Plast- (D) oder Keramik- (C) Gehäuse haben. Der letztgenannte Buchstabe ist für den Amateur im allgemeinen uninteressant, da die damit verbundene höhere Temperaturfestigkeit bei ihm kaum eine Rolle spielt.

6.1. Gatter der Reihe D 10/D 20

Für Arbeitsgemeinschaften und Amateure waren zum Manuskriptzeitpunkt Schaltkreise der Reihe D 10 im «Bastelbeutel 8» aus dem *VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* und (ohne Sortimentsbindung) sogenannte P-Schaltkreise der Reihe D 20 (P steht für «Punkt» oder Stern als Kennzeichnung) sowie Flip-Flop, Zähler und Schieberegister aus dem ehemaligen *Institut für Mikroelektronik Dresden (heute Zentrum für Forschung und Technologie – Mikroelektronik)* verfügbar. Bei den Typen «IS1 bis IS5» (entsprechend *D 100* bis *D 140*) aus dem «Bastelbeutel 8» wurde der Ausgangslastfaktor auf 5 gegenüber 10 der Markentypen eingeschränkt; für IS5 *(D 140)* gilt daher 15 statt 30.

In den Anschlüssen gibt es zwischen der D 10- und der D 20-Reihe bei vergleichbaren Typen keine Unterschiede. Eine Übersicht über die Anschlußbilder der wichtigsten Gatterschaltkreise wurde in Bild 6.1 zusammengestellt. Bemerkenswert sind die Typen *D 103* (*D 126* für 15 V) und *D 201*. Sie haben nicht den sonst üblichen Gegentaktausgang (im Angelsächsischen wegen der optischen Ähnlichkeit auch als «Totempfahl»-Ausgang bezeichnet), sondern einen sogenannten offenen Kollektor, also einen bei Low nach Masse durchschaltenden Transistor. High erreicht man bei einem solchen Ausgang erst durch einen zwischen Ausgang und Plus gelegten Widerstand. Nur solche Ausgänge dürfen mit-

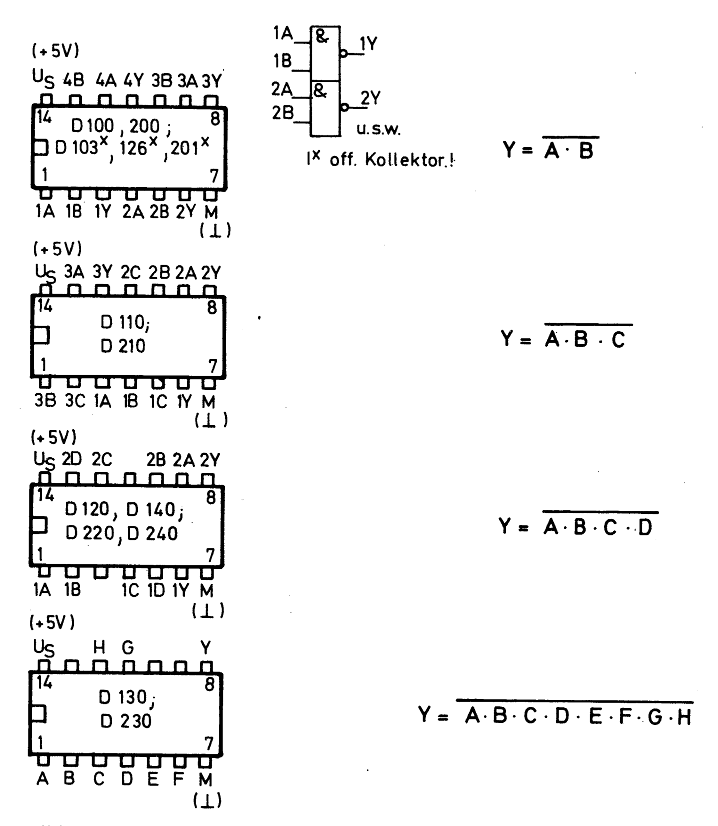


Bild 6.1 Anschlußbilder der wichtigsten Gatterschaltkreise

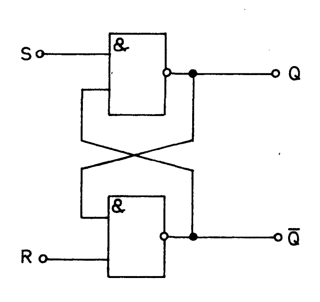
einander verbunden werden – eine für manche Verknüpfungsaufgaben gewünschte Maßnahme. Gegentaktausgänge würden sich jedoch gegenseitig gefährden, da z. B. ein auf H liegender Ausgang von einem anderen auf L liegenden «gewaltsam» heruntergezogen wird, wobei der auf L liegende eine unter Umständen unzulässig hohe Leistung im Transistorelement umsetzt.

6.2. Flip-Flop (Trigger)

Man kann zwar mit einfachen Gattern nahezu «alles» zusammensetzen, doch entfernt man sich dabei sehr schnell vom Sinnvollen. Auch sind bestimmte Kombinationen gegenüber ganz in integrierter Technik gelösten «Äquivalenten» meist im Nachteil, sei es im Funktionsbereich, sei es wegen der zusätzlichen äußeren, notwendigen Bauelemente. Das trifft auch weitgehend auf bistabile Kippschaltungen, «Flip-Flop», heute auch «Trigger» genannt, in ihren möglichen Realisierungen zu (RS-, JK-, D-Flip-Flop als Beispiele; s. Bild 6.2).

6.2.1. JK-Master-Slave-Flip-Flop *D 172*

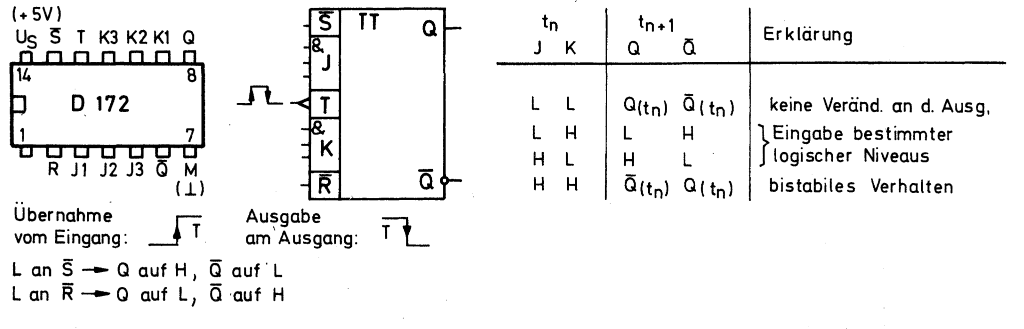
Der Schaltkreis *D 172* hat einen Eingabeteil (Master) mit den J- und K-Eingängen für die Informationseingabe und einen Ausgabeteil (Slave) mit einem Standardausgang Q und einem invertierten Standardausgang $\overline{Q}$. Beide Teile der Schaltung bestehen aus getakteten RS-Flip-Flop mit Rückführungen. Die Informationseingabe vom Master- zum Slaveteil wird durch den Taktimpuls an T in mehreren Phasen gesteuert. Für die beiden Zeiten t_n (Zeit vor dem Taktimpuls) und t_{n+1} (Zeit nach dem Taktimpuls) gilt die Funktionstabelle zu Bild 6.3. Da die J- und K-Ein-



S	R	Q	$\overline{Q}$
(L	L	H	H)
L	H	H	L
H	L	L	H
H	H	keine Änderung	

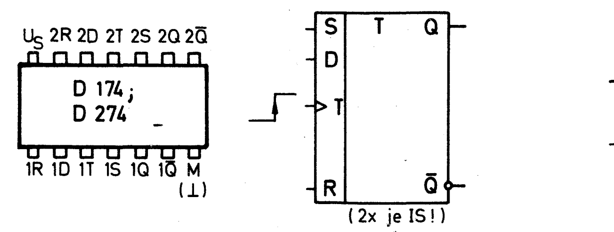
( ) = nicht zugelassener Betriebsfall

Bild 6.2 RS-Flip-Flop mit Gattern (JK-Flip-Flop s. Bild 6.3, D-Flip-Flop s. Bild 6.4!)



t_n J	t_n K	t_{n+1} Q	t_{n+1} $\bar{Q}$	Erklärung
L	L	$Q(t_n)$	$\bar{Q}(t_n)$	keine Veränd. an d. Ausg.
L	H	L	H	Eingabe bestimmter logischer Niveaus
H	L	H	L	
H	H	$\bar{Q}(t_n)$	$Q(t_n)$	bistabiles Verhalten

Bild 6.3 JK-Master-Slave-Flip-Flop *D 172;* Anschlüsse, logische Schaltung, Funktionstabelle



D	$Q_{(t_n)}$	$Q_{(t_{n+1})}$
L	L	L
	H	L
H	L	H
	H	H

Bild 6.4 D-Flip-Flop *D 174 (D 274);* Anschlüsse, logische Schaltung, Funktionstabelle

gänge durch eine AND-Schaltung verknüpft sind, gelten die logischen Funktionen J = J1 · J2 · J3 und K = K1 · K2 · K3.
$Q(t_n)$ ist der logische Pegel am Ausgang Q vor dem Taktimpuls, $\overline{Q}(t_n)$ der logische Pegel am Ausgang $\overline{Q}$ vor dem Taktimpuls. Der *D 172* hat außerdem die Setzeingänge R und S, die unabhängig vom Taktimpuls ein bestimmtes Setzen der Ausgänge ermöglichen: L-Signal an S bringt den Ausgang Q auf H bzw. den Ausgang $\overline{Q}$ auf L; L-Signal an R bringt den Ausgang $\overline{Q}$ auf H bzw. den Ausgang Q auf L. Aus der Funktionstabelle ist zu erkennen, daß bei J = K = H durch jeden Taktimpuls abwechselnd das logische Niveau der Ausgänge geändert wird. Dadurch ergibt sich ein Frequenzteiler 2 : 1 ohne äußere Bauelemente (mehr dazu siehe Abschnitt 7.!).

6.2.2. Zweifach-D-Flip-Flop *D 174* und *D 274*

Diese beiden Schaltkreise bestehen jeweils aus 2 gleichen taktflankengetriggerten D-Flip-Flop (Bild 6.4). Beide Typen sind in ihrer Funktion und in der Anschlußbelegung völlig gleich und unterscheiden sich nur geringfügig im inneren Aufbau. Der wichtigste Unterschied liegt in der maximalen Taktfrequenz. Während der *D 174* typisch bis etwa 20 MHz zu verwenden ist, beträgt dieser Wert beim *D 274* etwa 45 MHz. Schaltungstechnisch hat der *D 174* TTL-Standardausgänge und der *D 274* die leistungsfähigeren Ausgänge z. B. des *D 200*.
Durch jede positive Flanke des Taktimpulses wird die am Eingang D bereits anliegende Information (L oder H) in das Flip-Flop eingespeichert und erscheint erst mit der positiven Flanke des nachfolgenden Taktimpulses am Ausgang Q, ohne Veränderung des ursprünglich am Eingang D anliegenden logischen Pegels. Auf Grund dieser Eigenschaften nennt man diese Flip-Flop, die unter anderem in Ringzählern und Schieberegistern verwendet werden, auch Verzögerungs- oder Speicher-Flip-Flop. Am Ausgang $\overline{Q}$ läßt sich ein invertiertes Signal entnehmen.
Für das D-Flip-Flop gilt damit die Funktionstabelle zu Bild 6.4. In ihr ist $Q(t_n)$ der logische Pegel an Q vor Beginn der 1. positiven Taktflanke und $Q(t_{n+1})$ der logische Pegel an Q nach der 2. positiven Taktflanke. Außerdem hat der D-Flip-Flop noch 2 vom Taktimpuls unabhängige Setzeingänge. Mit einer negativen Flanke (Impulsabfall) an S kann Q auf H gesetzt werden, während eine negative Flanke an R Q auf L setzt. Solange L an S bzw. an R stehen bleibt, bleibt der Takt wirkungslos.
Mit dem *D 174 (D 274)* können u. a. Frequenzteiler mit beliebigem Teilerverhältnis und Schieberegister beliebiger Stufenzahl realisiert werden.

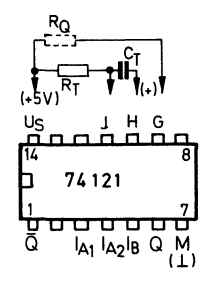
6.3. Monoflop (monostabile Kippstufen)

Ein Monoflop verharrt normalerweise in einem stabilen Zustand. Wenn man es durch einen «Triggerimpuls» aus der Ruhelage kippt, kehrt es nach einer von der Zeitkonstante der äußeren Beschaltung mit R und C vorgegebenen Zeitspanne wieder in diese Ruhelage zurück. Beides geschieht «schaltend», also mit TTL-gerecht schnellem Übergang. Monoflop können z. B. aus schmalen Impulsnadeln Impulse wählbarer Breite (vorzugsweise im Nano- bis Millisekundenbereich) formen oder können als Verzögerungsglieder innerhalb von Ablaufsteuerungen u. ä. eingesetzt werden.
Von den integrierten Monoflop ist der *74121* relativ weit verbreitet (Bild 6.5). Seine wichtigsten Daten am Beispiel des *TL 74121 N* enthält die Tabelle zu Bild 6.5 (s. S. 32).
Bild 6.5b zeigt die Variationsmöglichkeiten für die Ausgangsimpulsdauer in Abhängigkeit vom Wert von C_T (zwischen Anschluß 10 und Anschluß 11) und R_T (zwischen 11 und 14).

6.4. Zähler und Teiler

Zähler (auch als Teiler einsetzbar) gehören zu den interessantesten Schaltkreisen. Sie sind von «mittlerem Integrationsgrad», wobei man zur Zeit je nach Anzahl der integrierten Funktionselemente zwischen IG 1 (bis 10), IG 2 (11 bis 100), IG 3 (101 bis 1000) und IG 4 (über 1001) unterscheidet. Unsere Zähler rechnen zum IG 2.
Binärzähler sind «Serienschaltungen» von Flip-Flop, deren einzelne Ausgänge herausgeführt sind (Bild 6.6). Die im Bild enthaltene Tabelle der Zählschrittfolge zeigt die jeweiligen Ausgangszustände. Als Binärteiler vorgesehene Flip-Flop-Kombinationen haben meist nur Ein- und Ausgang. Zum Beispiel teilt der bereits veraltete Uhrenschaltkreis *D(A) 921* im Verhältnis 2^{22} : 1 (Bild 6.7).
Es liegt nahe, vorhandene Flip-Flop (s. Abschnitt 6.2) bis zum gewünschten Teilerfaktor zusammenzuschalten, doch ist das eine flächen- und auch stromaufwendige Angelegenheit. Man wird es also nur für kleine Faktoren bei Bedarf tun. Interessanter wird die Sache durch spezielle Verknüpfungen, so daß aus dem Binärteiler ein Teiler mit – je nach Aufwand – in großen Grenzen beliebigem Teilerverhältnis wird. Dazu mehr in Abschnitt 7.6.! Die wohl am häufigsten verwendete und darum innerhalb eines Schaltkreisgehäuses auf einem einzigen Chip verknüpfte Kombination von 4 Flip-Flop ist die des Dekadenzählers. Seine «höchste

Vollendung» bezüglich seiner Möglichkeiten erreichte er im voreinstellbaren Vor-/Rückwärts-Zähler *D 192* (Bild 6.8). Seine 4 Flip-Flop sind über eine Reihe «chipinterner» Gatter so verknüpft, daß alle genannten Funktionen wähl- und einstellbar sind.

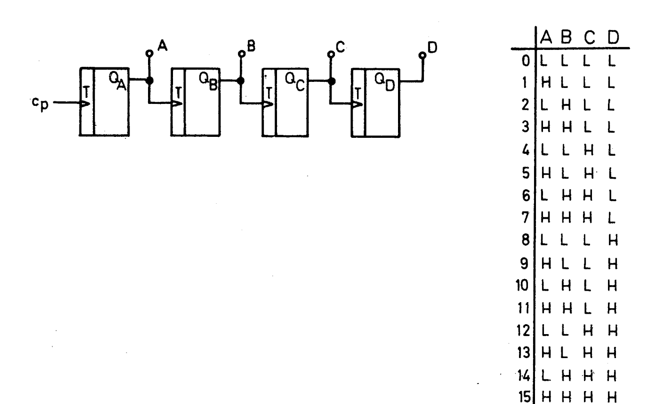


Triggermöglichkeiten für 74121				
I_{A1}	I_{A2}	I_B	Q	$\bar{Q}$
L	X	↑	⊓	⊔
X	L	↑	⊓	⊔
H	↓	H	⊓	⊔
↓	H	H	⊓	⊔
↓	↓	H	⊓	⊔
(X beliebig H oder L)				

b)

Bild 6.5 Integrierter Monoflop *74121;*
a – Anschlüsse, Außenbeschaltung, Triggermöglichkeiten, b – Variationsmöglichkeiten für die Ausgangsimpulsdauer in Abhängigkeit von C_T und R_T

Betriebsdaten		min.	typ.	max.
Anstiegs-Abfallzeit				
am Eingang I_{A1}, I_{A2}	t_r, t_f			1 V/µs
am Eingang I_B	t_r, t_f			1 V/µs
Eingangsimpulsdauer	t_I	50		ns
Widerstand				
zwischen Anschluß 11 und 14	R_T	1,4		kΩ
zwischen Anschluß 9 und 14	R_Q	0		40 kΩ
Kapazität				
zwischen Anschluß 10 und 11	C_T	0		1000 µF
Ausgangsimpulsdauer	t_Q			40 s
Tastverhältnis:				67 %
R_T = 2 kΩ				
R_T = 40 kΩ				90 %
Speisestrom				
U_S = 5,25 V				
bei Q = L	I_{SL}		13	25 mA
bei Q = H	I_{SH}		23	40 mA
Schaltzeiten bei U_S = 5 V, t_{amb} = 25°C:				
Signal-Laufzeit				
von I_{A1} oder I_{A2} nach $\overline{Q}$	C_L = 15 pF	30	50	80 ns
von I_B nach $\overline{Q}$	t_{PHL}	20	40	65 ns
von I_{A1} oder I_{A2} nach Q	C_T = 80 pF	25	45	70 ns
von I_B nach $\overline{Q}$	t_{PLH}	15	35	55 ns
mit internem Widerstand				
(Anschluß 9 und 14 verbunden)	t_Q	70	110	150 ns
C_L = 15 pF, C_T = 80 pF, R_T = ∞				
mit Kapazität C_T = 0	t_Q	20	30	50 ns
(Anschluß 10 und 11 offen,				
9 und 14 verbunden)				
C_L = 15 pF, R_T = ∞				
mit externem Widerstand	t_Q	600	700	800 ns
C_T = 100 pF, C_L = 15 pF,				
R_T = 10 kΩ				
(Anschluß 9 offen)	t_Q	6	7	8 ns
C_T = 1 µF, C_L = 15 pF,				
R_T = 10 kΩ				
minimale Eingangsimpulsdauer	t_I		30	50 ns
C_L = 15 pF, C_T = 80 pF,				
R_T = ∞ (9 und 14 verbunden)				



	A	B	C	D
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H
10	L	H	L	H
11	H	H	L	H
12	L	L	H	H
13	H	L	H	H
14	L	H	H	H
15	H	H	H	H

Bild 6.6 Binärzähler aus 4 Flip-Flop mit Funktionstabelle

Damit wird zunächst verständlich, warum unsere TTL-Reihe nur ihn (und den bis 16 zählenden Binärzähler *D 193* mit gleicher Anschlußbelegung) enthält. Jedes Gatter aber braucht Energie. Darum stehen, vorwiegend aus ČSSR-Importen, bei Bedarf auch die einfacher organisierten *MH 7490* als «einfache» Vorwärts-Dezimalzähler mit geringerem Strombedarf zur Verfügung.
Die Tabelle zu Bild 6.8 zeigt, welche Ausgangszustände den einzelnen Zählschritten am Takteingang zugeordnet sind. Es handelt sich um eine

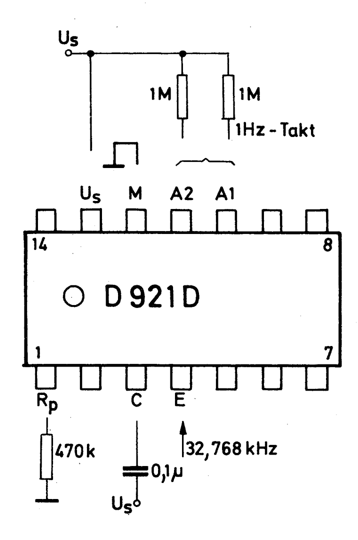
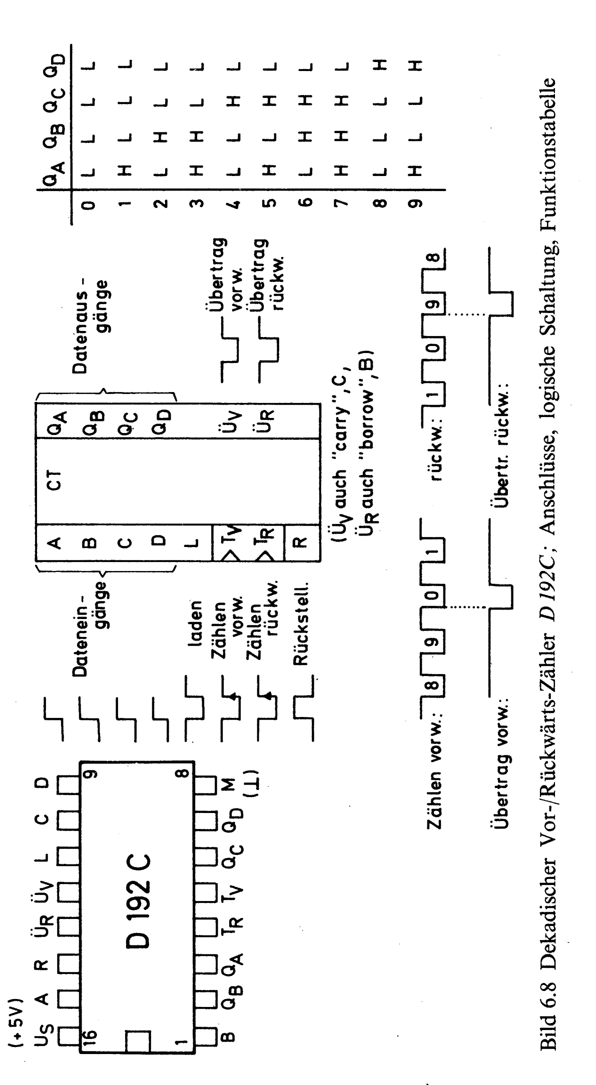


Bild 6.7
Binärteiler $2^{22}:1$ *(D 921 D)*
(U_S nur 1,5 V!)



	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H

Bild 6.8 Dekadischer Vor-/Rückwärts-Zähler *D 192C*; Anschlüsse, logische Schaltung, Funktionstabelle

Ausgabe in einer «4 bit breiten» binär codierten Dezimalzahl, also BCD-Codierung, für die Decoder auf dezimal- oder 7-Segment-organisierte Anzeigen oder Verarbeitungseinrichtungen zur Verfügung stehen (s. Abschnitt 6.5.). Zum Binärzähler *D 193* (Tabellenteil ab 10) gibt es außerdem einen 1-aus-16-Decoder, so daß die 16 möglichen Zählschritte dieses

Schaltkreises auch ausgangsseitig wieder z. B. 16 Aufnehmern zugeführt werden können, wie etwa bei einem Melodiegenerator [10]. Die beiden Zählertypen lassen sich weitgehend gemeinsam beschreiben [9].

6.4.1. Zählen

D 192 und *D 193* haben für Vorwärts- und Rückwärtszählen getrennte Eingänge, wobei grundsätzlich (!) jeweils nur einer von beiden Eingängen gleichzeitig Zählimpulse erhalten darf. Im Ruhezustand muß an beiden Zähleingängen (Z_V und Z_R) H-Eingangsspannung anliegen. Durch jeden negativen Zählimpuls, der kurzzeitig an einem Zähleingang L-Eingangsspannung hervorrufen kann, wird der Zählerstand entsprechend der Zählschrittfolge und der Zählrichtung (vorwärts und rückwärts) um eine Ziffer verändert. Die Vorderflanke des Zählimpulses (Sprung von H nach L) bewirkt zunächst das Einspeichern des neuen Zählerstandes in den Masterteil eines jeden JK-Flip-Flop, während infolge der Rückflanke des Zählimpulses (Sprung von L nach H) der neue Zählerstand an den Ausgängen Q_A, Q_B, Q_C und Q_D in codierter Form gemäß Tabelle «Zählschrittfolge» erscheint. Durch eine entsprechende Decodierschaltung und ein Anzeigebauelement kann, wie schon erwähnt, der Zählerstand sichtbar gemacht werden. Außerdem hat jeder Schaltkreis 2 Ausgänge für Übertragsignale, und zwar für Übertrag beim Vorwärtszählen den Ausgang $Ü_V$ und für Übertrag beim Rückwärtszählen den Ausgang U_R. Die negativen Übertragsignale liegen nur während der Impulsdauer desjenigen Zählimpulses an den Übertragausgängen an, der den Übertrag bewirkt. Durch die Übertragausgänge ist es möglich, höherstellige Zähler durch Zusammenschalten mehrerer Schaltkreise ohne aufwendige externe Netzwerke aufzubauen (z. B. gemäß Bild 6.9).

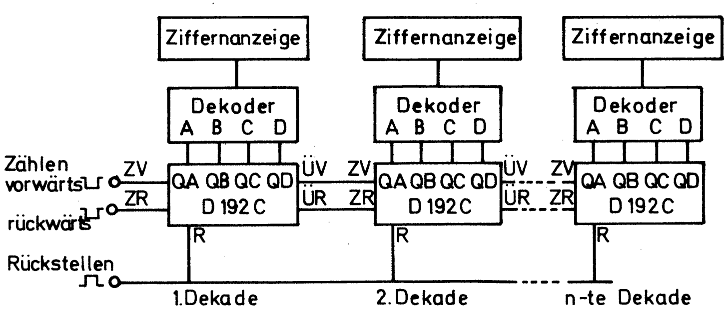


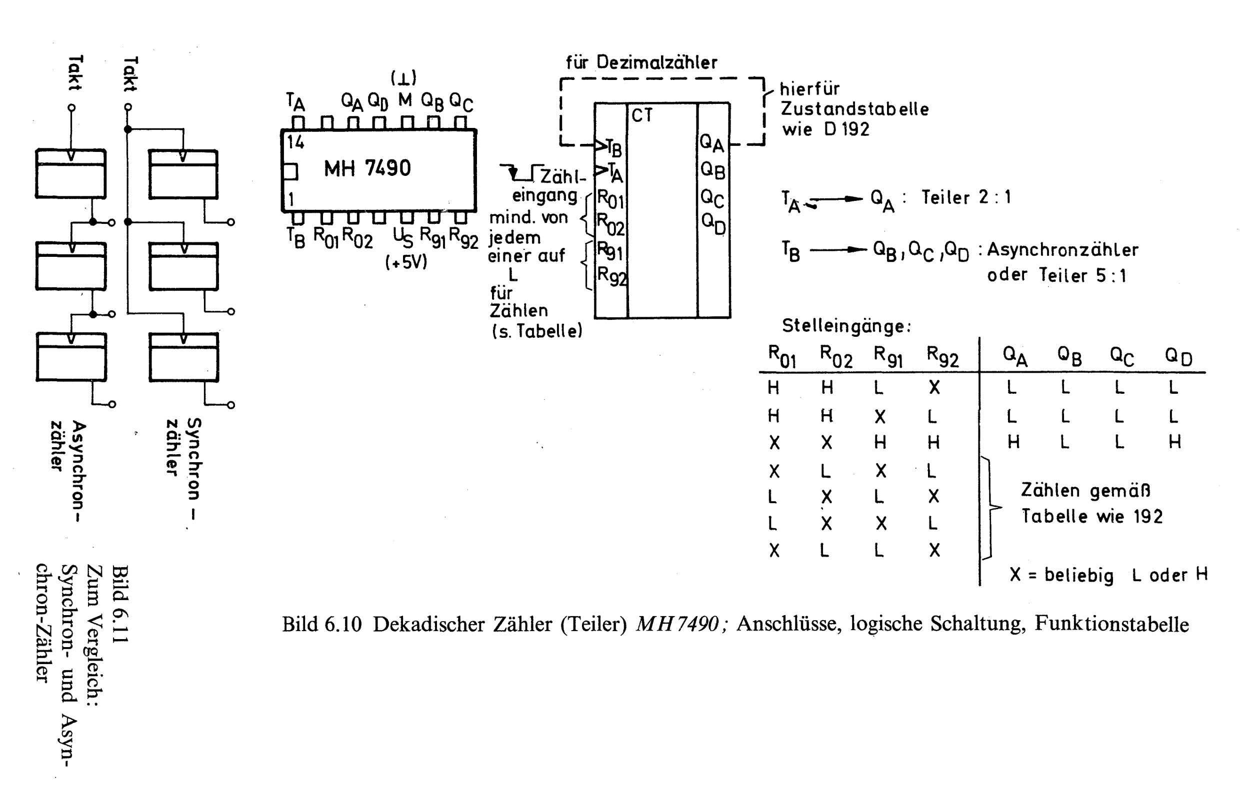
Bild 6.9 Prinzip eines mehrstelligen dekadischen Vor-/Rückwärts-Zählers mit *D 192C*

6.4.2. Rücksetzen

Durch einen H-Spannungsimpuls am Eingang R (Rückstellen) wird der Speicherinhalt aller 4 JK-Flip-Flop gleichzeitig gelöscht und damit der Zähler auf Null zurückgestellt. Das Rückstellsignal hat gegenüber allen anderen gleichzeitig an anderen Eingängen anliegenden Signalen Vorrang!

6.4.3. Voreinstellen

Die Zähler *D 192* und *D 193* weisen gegenüber einfacheren Zählerbausteinen noch einen wichtigen Vorzug auf: Vor Beginn eines Zählvorgangs lassen sich die 4 JK-Flip-Flop mit jedem möglichen Zählerstand voreinstellen. Dazu erhalten die Dateneingänge A, B, C, D diejenigen Pegel (H oder L), die zu den zugehörigen Ausgängen (A zu Q_A, B zu Q_B usw.) übertragen werden sollen. Ein negativer Spannungsimpuls am Eingang L (Laden) bewirkt mit seiner Vorderflanke (H nach L) das Einspeichern der gewählten Pegel in die den Dateneingängen zugeordneten Flip-Flop, und die Daten erscheinen an den Ausgängen Q_A bis Q_D.
Die Typen *D 192* und *D 193* sind damit sehr vielseitig für Zählschaltungen aller Art, für Frequenzumsetzer bzw. -teiler usw. anwendbar. Besonders der *D 192* eignet sich vorteilhaft für Digitaluhren. Durch besondere elektronische Schaltungen kann der Zählbereich beider Typen verkürzt werden.
Anders ist der *MH 7490* organisiert (Bild 6.10). Er besteht aus 2 zunächst voneinander unabhängigen Teilern (2 : 1 und 5 : 1). Sie können extern in Serie geschaltet werden, doch läßt sich bei Bedarf auch mit einem Teiler allein arbeiten. Auch der *MH 7490* gibt an seinen 4 Ausgängen, als dekadischer Zähler geschaltet, im 8-4-2-1-Code aus, genau wie der *D 192*. Der Anschluß eines Decoders, z. B. zur Ziffernanzeige, unterscheidet sich daher nicht von dem beim *D 192* bzw. *D 193*. In beiden Fällen stehen dafür die Ausgänge Q_A bis Q_D zur Verfügung. Im Unterschied zu jenen Typen kann der *MH 7490* jedoch auf 0 oder 9 (rück-)gesetzt werden (Eingänge R_{01} bis R_{92}), während Voreinstellen oder Rückwärtszählen nicht möglich sind.
Ein weiterer wichtiger Unterschied besteht darin, daß der *7490* asynchron betrieben wird, der *D 192* dagegen synchron. «Synchrone» Zähler sind «schneller», da ihre Flip-Flop gleichzeitig schalten, asynchrone sind einfacher aufgebaut. Bild 6.11 zeigt die Unterschiede in der Betriebsart.
Der *7490* zählt mit der HL-Schaltflanke, im Unterschied zum *D 192*, bei dem die LH-Flanke das Umschalten in den nächsten Zählerzustand be-



R_{01}	R_{02}	R_{91}	R_{92}	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L	Zählen gemäß Tabelle wie 192			
L	X	L	X				
L	X	X	L				
X	L	L	X				

Bild 6.10 Dekadischer Zähler (Teiler) *MH 7490*; Anschlüsse, logische Schaltung, Funktionstabelle

Bild 6.11
Zum Vergleich: Synchron- und Asynchron-Zähler

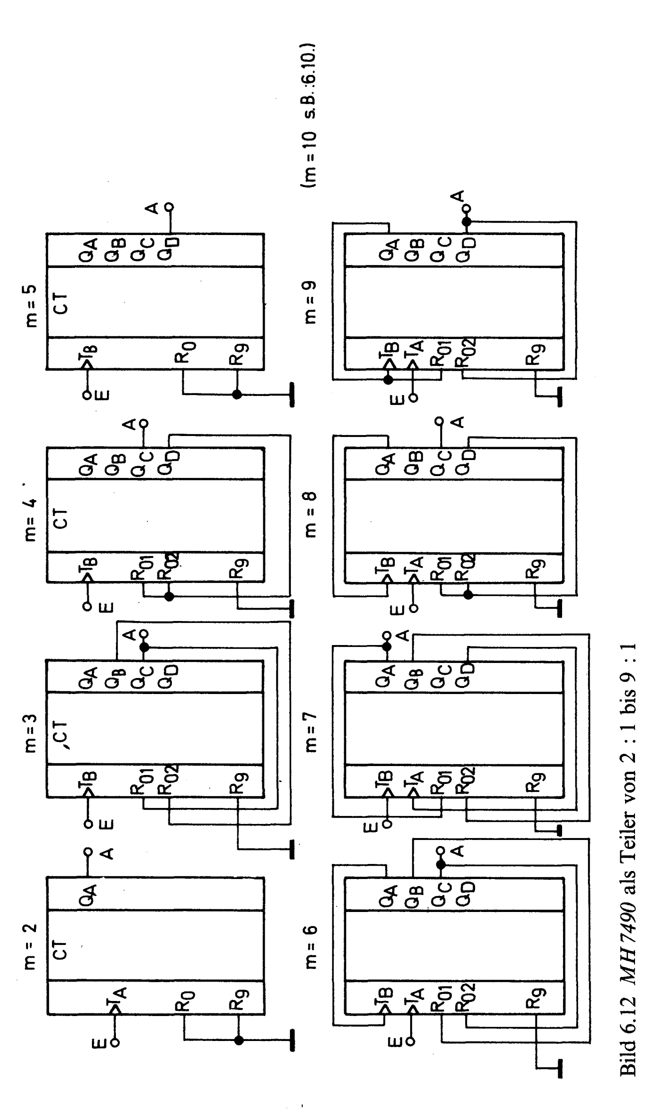


Bild 6.12 *MH 7490* als Teiler von 2 : 1 bis 9 : 1

wirkt. Im Zählbetrieb muß beim *7490* mindestens je einer der Stelleingänge (R_{01} oder R_{02} und R_{91} oder R_{92}) an L liegen; bei R_{01} und R_{02} auf H erscheint an den Ausgängen die 0 im Dualcode, d. h. in der Reihenfolge D C B A: L L L L, bei R_{91} und R_{92} auf H erhält man die 9:

H L L H. Aus der zu Bild 6.10 angegebenen Tabelle ist die jeweilige Beschaltung besser zu erkennen.
Bild 6.12 zeigt die Vielseitigkeit des *7490* bezüglich des Zählumfangs. Er kann entsprechend den wiedergegebenen Verbindungsmöglichkeiten zwischen 2 : 1 und 10 : 1 teilen bzw. – je nach Aufgabe – bis 2, 3, 4, 5 usw. oder bis 10 zählen. Das interessiert u. a. beim «klassischen» TTL-Projekt Digitaluhr.
Die Stromaufnahme des *7490* liegt für 5 V Betriebsspannung bei etwa 40 mA (Grenzwerte 35 bis 58 mA bei 5,25 V Betriebsspannung).

6.5. Decoder

Decoder sind eigentlich genauer «Codeübersetzer». Die interessantesten Decoder dienen zur Umsetzung von «Codeworten» (das sind z. B. die an den 4 Ausgängen eines Dezimal- oder Binärzählers parallel stehenden Binärzeichen L oder H, auch «Bit» genannt) im BCD-Code in die Form «1 aus 10» (zur Anzeige mit bezifferten Lampen oder Leuchtdioden oder über die 10 Ziffernkatoden einer Anzeigeröhre) oder in die 7-Segment-Form, z. B. für LED-, LCD- oder Digitronziffernanzeigen.
Außer dieser unmittelbaren Umsetzung in die optische Anzeige gibt es auch viele andere Einsatzbereiche besonders für «1 aus *n*»-Decoder, z. B. für den in [10] beschriebenen Melodiegenerator mit «1 aus 16»-Decoder, vor allem aber auch für die Computertechnik.
Der Wortbreite von 4 bit, wie sie von Binärzählern vorgegeben ist, entspricht damit die Zahl der Eingänge der für uns interessanten De-

(⊥)
0 1 5 4 M 6 7 3
16 9
MH 74141
1 8
8 9 A D U_S B C 2
(+5V)
Ziffern: Ausgänge
Buchstaben: Eingänge

Eingang A	B	C	D	L an Ausgang
L	L	L	L	0
H	L	L	L	1
L	H	L	L	2
H	H	L	L	3
L	L	H	L	4
H	L	H	L	5
L	H	H	L	6
H	H	H	L	7
L	L	L	H	8
H	L	L	H	9

Bild 6.13 BCD-zu-1-aus-10-Decoder *MH 74141* für Ziffernanzeigeröhren; Anschlüsse und Funktionstabelle

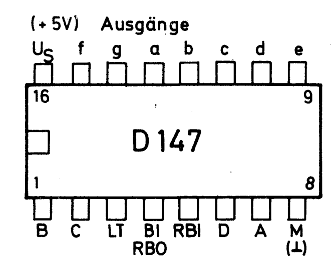


Bild 6.14
BCD-zu-7-Segment-Decoder *D 147;* Anschlußbild

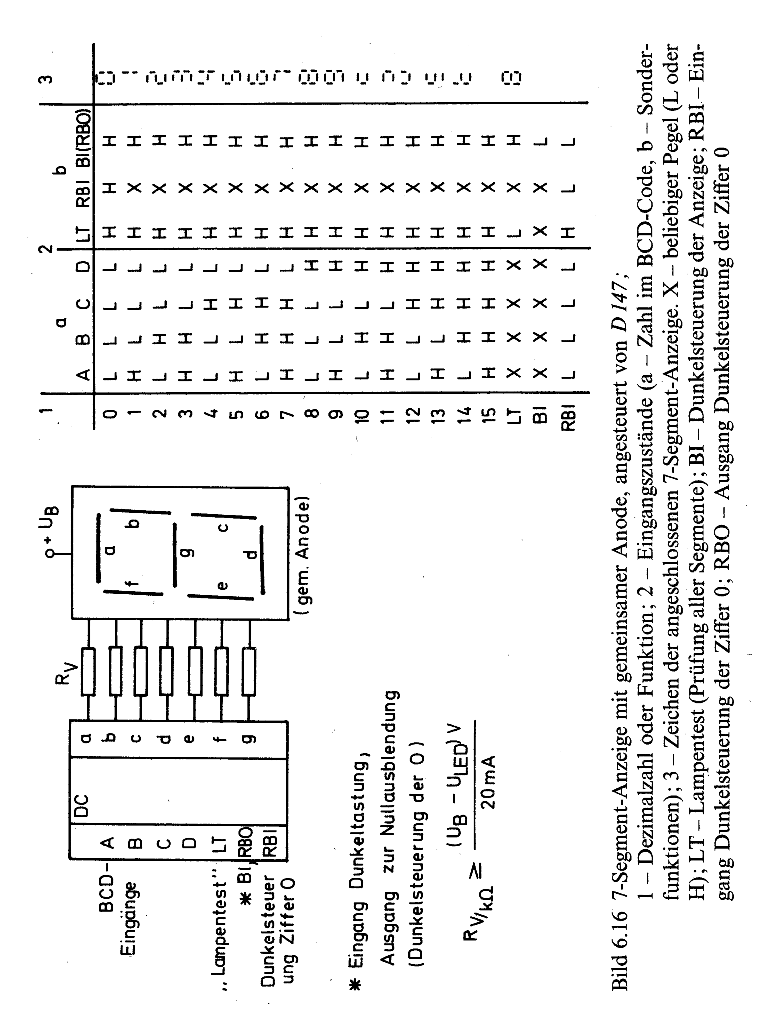
coder. Die Bilder 6.13, 6.14 und 6.15 enthalten die wichtigsten Informationen zu diesen Typen. Während der *MH 74141* die direkte Ansteuerung von dekadischen Ziffernanzeigeröhren gestattet, liefert der *D 147* 7-Segment-Ansteuerpegel mit dem erforderlichen Ausgangsstrom an LED-Anzeigen mit gemeinsamer Anode. Bei beiden Typen sind die jeweils aktiven Ausgänge auf L geschaltet. Der Typ *7448* hat umgekehrtes Verhalten. Das ist für die Ansteuerung von Anzeigen mit gemeinsamer Katode günstiger. Mit dem in der DDR produzierten *D 147* können also die Ausgangssignale der Schaltkreistypen *D 192* oder *D 193* als Ziffer oder Zeichen dargestellt werden (Bild 6.16). (Die Größe der Strombegrenzungswiderstände R_V hängt von den technischen Parametern des verwendeten Anzeigeelements ab; außerdem ist es in vielen Fällen mög-

(+5V)
U_S A B C D G2 G1 15 14 13 12 11
24 13
74 154
1 12
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 M (⊥)

Ziffern: Ausgänge
Buchstaben: Eingänge
G1, G2: „Strobe"- Eingänge
(wenn auch nur ein G auf H, dann alle Ausgänge H)

Eingang A	B	C	D	L an Ausgang
L	L	L	L	0
H	L	L	L	1
L	H	L	L	2
H	H	L	L	3
L	L	H	L	4
H	L	H	L	5
L	H	H	L	6
H	H	H	L	7
L	L	L	H	8
H	L	L	H	9
L	H	L	H	10
H	H	L	H	11
L	L	H	H	12
H	L	H	H	13
L	H	H	H	14
H	H	H	H	15

Bild 6.15 BCD-zu-1-aus-16-Decoder *74154;* Anschlüsse und Funktionstabelle



1	2 a				2 b			3
	A	B	C	D	LT	RBI	BI(RBO)	
0	L	L	L	L	H	H	H	
1	H	L	L	L	H	X	H	
2	L	H	L	L	H	X	H	
3	H	H	L	L	H	X	H	
4	L	L	H	L	H	X	H	
5	H	L	H	L	H	X	H	
6	L	H	H	L	H	X	H	
7	H	H	H	L	H	X	H	
8	L	L	L	H	H	X	H	
9	H	L	L	H	H	X	H	
10	L	H	L	H	H	X	H	
11	H	H	L	H	H	X	H	
12	L	L	H	H	H	X	H	
13	H	L	H	H	H	X	H	
14	L	H	H	H	H	X	H	
15	H	H	H	H	H	X	H	
LT	X	X	X	X	L	X	H	
BI	X	X	X	X	X	X	L	
RBI	L	L	L	L	H	L	L	

Bild 6.16 7-Segment-Anzeige mit gemeinsamer Anode, angesteuert von *D 147*; 1 – Dezimalzahl oder Funktion; 2 – Eingangszustände (a – Zahl im BCD-Code, b – Sonderfunktionen); 3 – Zeichen der angeschlossenen 7-Segment-Anzeige. X – beliebiger Pegel (L oder H); LT – Lampentest (Prüfung aller Segmente); BI – Dunkelsteuerung der Anzeige; RBI – Eingang Dunkelsteuerung der Ziffer 0; RBO – Ausgang Dunkelsteuerung der Ziffer 0

lich, dessen zulässige Ströme bei kleineren Umgebungshelligkeiten noch erheblich zu unterschreiten, was – wie eigentlich stets – zu einer Erhöhung der zu erwartenden Lebensdauer des Bauelements führt. Man sollte daher den Wert von R_V dem Anwendungsfall anpassen; Größenordnung: 150 Ω bei *VQB 71* und 5 V.) Die Tabelle in Bild 6.16 zeigt den Zusammenhang zwischen dem Eingangssignal *D 147* und der Darstellung an einem 7-Segment-Anzeigebauelement. Zur Darstellung der

Ziffern 0 bis 9 werden also nicht alle Kombinationen benötigt, die mit den 4 Eingangsvariablen an den Eingängen A bis D des *D 147* möglich sind.
Der *D 147* hat noch 3 Anschlüsse für Sonderfunktionen. *Lampentest (LT):* Am Anschluß LT muß im Normalfall Pegel H anliegen. Bei Pegel L leuchten, unabhängig vom Zustand an den Eingängen A bis D, zu Prüfzwecken alle 7 Segmente der Anzeige. (Das gilt nicht, wenn am Anschluß BI Pegel L anliegt!)
Dunkelsteuerung der Anzeige: Der Anschluß BI/RBO kann sowohl als Eingang BI als auch als Ausgang RBO benutzt werden. Ein Pegel L an BI bewirkt, unabhängig vom Zustand an den Eingängen A bis D, eine Dunkelsteuerung der Anzeige mit Vorrang vor dem Pegel an LT.
Dunkelsteuerung der Null: Liegt gleichzeitig mit einer Ziffer 0 an den Eingängen A bis D (d.h., $A = B = C = D \triangleq$ Pegel L) ein Pegel L an RBI, so wird die Null nicht angezeigt. Der Ausgang RBO nimmt auch Pegel L an.
Die Anschlüsse RBI und RBO werden in Verbindung mit einer Steuerlogik z.B. zur Dunkelsteuerung von Führungsnullen mehrstelliger Anzeigen oder zum periodischen Ausblenden bei sogenannten Zeitmultiplexschaltungen benutzt.
Für den z.B. von TESLA produzierten *MH 74141* gilt Bild 6.17. Der *74141* hat 10 hochsperrende Ausgänge, die zum Ansteuern von Ziffernanzeigeröhren benötigt werden. Die Katoden sind direkt an den Schaltkreis anzuschließen. An den Ausgängen befinden sich Z-Dioden, die zum einen die Sondenspannungen der Röhre auf etwa 70 V abbauen und zum anderen die Katoden in dem gewünschten Spannungsbereich U_{kk} von

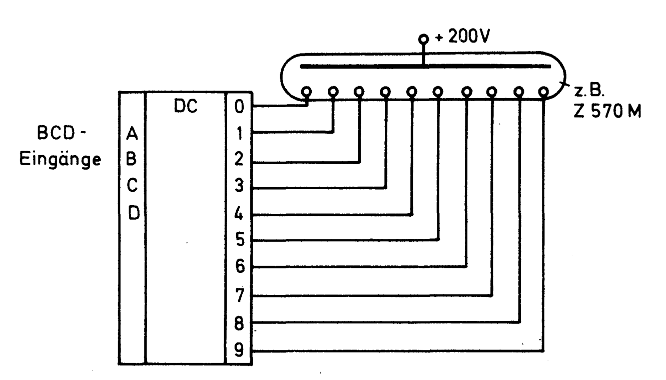


Bild 6.17 Dekadische Zifferanzeige mit Ziffernröhre *Z 570 M*, angesteuert von *MH 74141*

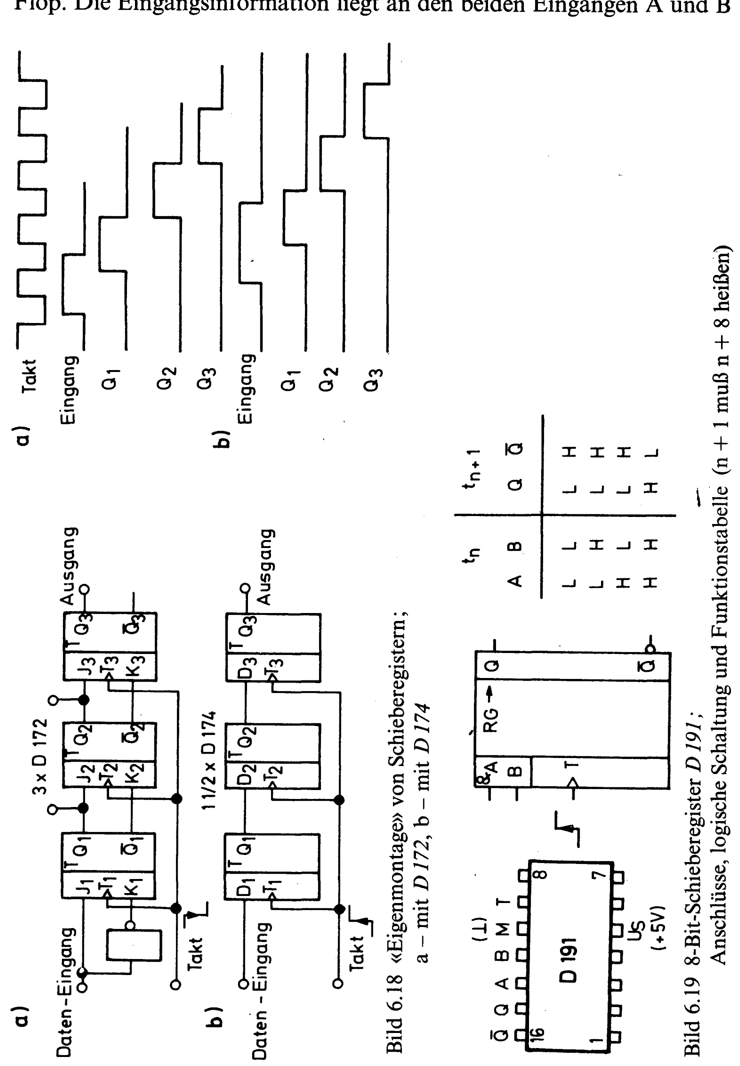
60 bis 100 V (bzw. 115 V) halten. Über die Ausgänge können bis zu $I_{OL} = 7$ mA fließen. Die Stromaufnahme der IS selbst beträgt bei $U_S = 5$ V: $I_S \leqq 42$ mA (typisch 21 mA). Dieser Wert muß bei der Auslegung der Stromversorgung berücksichtigt werden. Dem vorgestellten Typ entsprechen weitgehend andere gelegentlich im Handel erhältliche IS mit folgenden Bezeichnungen: *K 155 ИД 1* (SU), *SN 74141* (NSW-Firmen).

6.6. Schieberegister

Führt man *n* hintereinandergeschalteten Flip-Flop synchron (also jedem Flip-Flop gleichzeitig) einen Takt zu, so kann eine an den Eingang dieser «Kette» gelegte Information mit jedem Taktimpuls um ein Flip-Flop weitergereicht werden, bis sie schließlich nach *n* Takten am Ausgang erscheint. Man nennt diese Verknüpfung Schieberegister. Häufig tritt bei einer solchen Einrichtung folgender Betriebsfall auf: Zum Beispiel wird ein einziges L (das also nur während der ersten «aktiven» Taktflanke – beim *D 172* ist das z. B. die HL-Flanke, beim *D 174* die LH-Flanke – anliegt) durch die Kette geschoben und, wenn es am Ausgang auftaucht, von dort wieder dem Eingang zugeführt. So entsteht ein «Ringzähler», bei dem ein L umläuft, also nacheinander, vom Takt gesteuert, an jedem Flip-Flop-Ausgang eine Taktperiode lang erscheint.
Bei Schieberegistern ohne herausgeführte Ausgänge der einzelnen Flip-Flop erscheint dieses L nach soviel Takten am Ausgang, wie das Schieberegister «lang» ist (ausgedrückt in der Anzahl der Flip-Flop). Zum einwandfreien Betrieb eines Schieberegisters ist Voraussetzung, daß die zu übertragende Information am jeweiligen Eingang schon (und noch!) anliegt, wenn der Takt am Takteingang erscheint. Flip-Flop ohne Verzögerungszeit (die es – für diesen Fall glücklicherweise! – nicht gibt) könnte man daher nicht ohne Zwischenspeicher zu einwandfrei arbeitenden Schieberegistern zusammensetzen!
Beispiele für die «Eigenmontage» von Schieberegistern zeigt Bild 6.18 [6].
Rein serielle Schieberegister ohne Zwischenausgaben lassen sich am leichtesten in großen «Längen» integrieren. Interessant sind solche, die man sowohl seriell wie (durch «Laden» mit vorgegebenen Informationen) parallel, also auch als Zwischenspeicher, einsetzen oder deren Schieberichtung man umkehren kann.
Zum TTL-Typenangebot aus DDR-Produktion gehören derzeit 2 Schieberegistertypen: *D 191* und *D 195*.

6.6.1. 8-Bit-Schieberegister *D 191*

Der *D 191* (Bild 6.19) ist ein 8-Bit-Schieberegister für serielle Datenein- und -ausgabe und besteht im wesentlichen aus 8 RS-Master-Slave-Flip-Flop. Die Eingangsinformation liegt an den beiden Eingängen A und B



t_n		t_{n+1}	
A	B	Q	Q̄
L	L	L	H
L	H	L	H
H	L	L	H
H	H	H	L

Bild 6.18 «Eigenmontage» von Schieberegistern; a – mit *D 172*, b – mit *D 174*

Bild 6.19 8-Bit-Schieberegister *D 191*; Anschlüsse, logische Schaltung und Funktionstabelle (n + 1 muß n + 8 heißen)

eines Eingangs-NAND-Gatters an, dessen Ausgang einerseits direkt und zum anderen über einen internen Inverter das 1. Flip-Flop ansteuert. Mit der negativen Flanke des Taktimpulses wird die Eingangsinformation in dieses erste Flip-Flop übernommen, und mit der positiven Flanke (Rückflanke) des Impulses erscheint diese Information am internen Ausgang des ersten Flip-Flop. Durch jeden Taktimpuls wird die Information um ein Flip-Flop weiter verschoben und liegt nach 8 Taktimpulsen an den Ausgängen Q bzw. $\overline{Q}$ des Schieberegisters an (s. in Bild 6.19). Neben seiner eigentlichen Funktion als serielles Schieberegister kann der *D 191* unter anderem als Schieberegisterzähler, als Frequenzteiler (s. Abschnitt 7.7.) sowie allgemein zur Verzögerung und Speicherung von Daten verwendet werden.

6.6.2. 4-Bit-Links-Rechts-Schieberegister *D 195*

Der *D 195* (Bild 6.20) ist ein 4-Bit-Links-Rechts-Schieberegister für serielle oder parallele Datenein- und -ausgabe. Der Schaltkreis besteht aus 4 RS-Master-Slave-Flip-Flop mit einer für den universellen Einsatz erforderlichen Ansteuerelektronik. Folgende 3 Hauptanwendungen sind möglich:

Serielle Dateneingabe, Rechtsschieben

Dateneingang: ES; Takteingang: T 1; Datenausgang: Q_D.

Am Steuereingang MC liegt Pegel L, wodurch die Eingänge A bis D und der Takteingang T 2 verriegelt sind. Die Eingangsinformation wird während der negativen Taktflanken übertragen und erscheint nach 4 Taktimpulsen am Ausgang Q_D.

Serielle Dateneingabe, Linksschieben

Dateneingang: D; Takteingang: T 2; Datenausgang: Q_A.

In diesem Fall sind Ausgang Q_D mit Eingang C, Q_C mit B und Q_B mit A zu verbinden. Am Steuereingang MC liegt H-Pegel. Nach 4 Taktimpulsen erscheint die Eingangsinformation an Q_A.

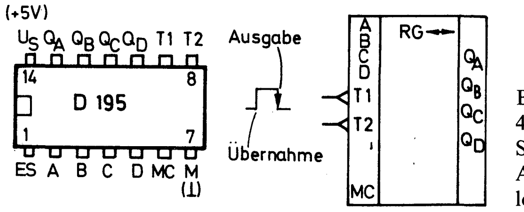


Bild 6.20
4-Bit-Rechts-Links-Schieberegister *D 195*; Anschlüsse und logische Schaltung

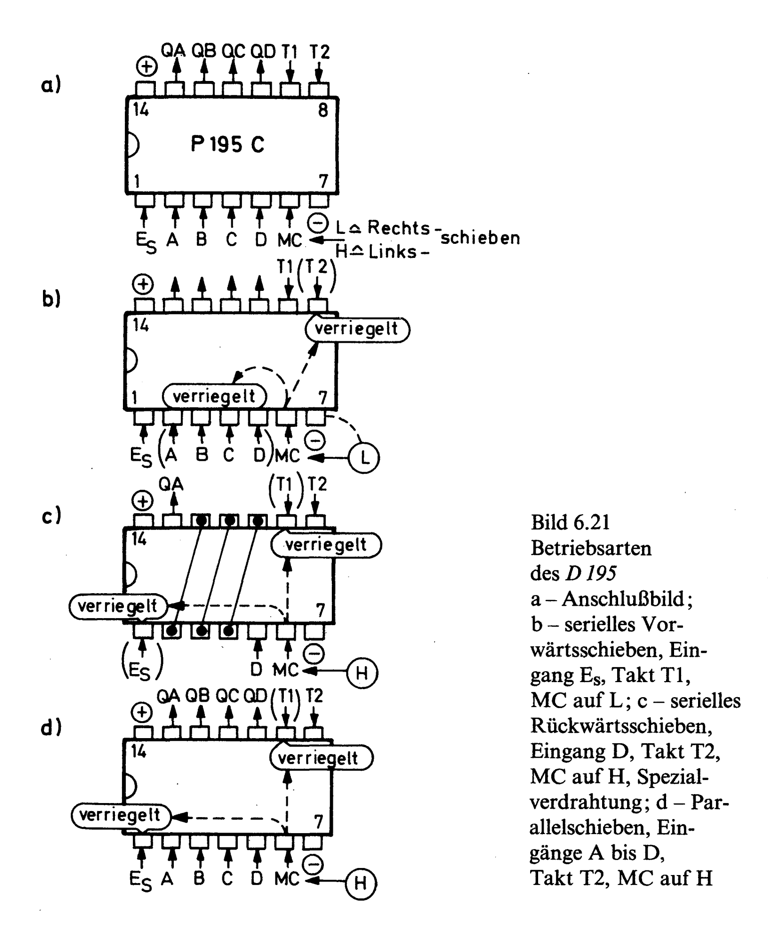


Bild 6.21 Betriebsarten des *D 195*
a – Anschlußbild; b – serielles Vorwärtsschieben, Eingang E_S, Takt T1, MC auf L; c – serielles Rückwärtsschieben, Eingang D, Takt T2, MC auf H, Spezialverdrahtung; d – Parallelschieben, Eingänge A bis D, Takt T2, MC auf H

Parallele Dateneingabe

Eingänge: A bis D; Takteingang: T2; Ausgänge: Q_A bis Q_D.
Am Steuereingang MC liegt H-Pegel, wodurch der Takteingang T 1 und der Eingang ES verriegelt werden. Die Eingangsinformation muß vor dem Taktimpuls am Flip-Flop anliegen.
Allgemeiner Hinweis: Da der jeweils nicht benutzte Takteingang durch das Signal am Steuereingang MC verriegelt ist, kann man beide Takteingänge verbinden, wenn z. B. beide Schieberichtungen benötigt werden! Bild 6.21 faßt die Betriebsarten und ihre entsprechenden Beschaltungen augenfällig zusammen.

Der *D 195* kann für Schieberegister, Schieberegisterzähler [11], Frequenzteiler, Parallel-Serien- und Serien-Parallel-Wandler, Mehrphasentakt- oder Pseudozufallsgeneratoren sowie allgemein zur Verzögerung und Speicherung von Daten verwendet werden. Er eignet sich im Parallel-Daten-Betrieb auch als Zwischenspeicher zwischen *D 192/D 193* und *D 147* bei der flimmerfreien Anzeige in Zählern und Digitalvoltmetern. Eine für Arbeitsgemeinschaften interessante Anwendung ist in Abschnitt 8.5. enthalten.

7. Bausteine mit Digitalschaltkreisen

Eine erfolgreiche Tätigkeit in der Arbeitsgemeinschaft erfordert besonders in der Digitaltechnik eine größere Anzahl von Grundverknüpfungen, mit denen bestimmte Effekte, auf Leiterplatten «eingefroren», erzielt werden. Anläßlich der bisher wichtigsten größeren Angebote an verbilligten Amateurschaltkreisen der Digitaltechnik entstanden dafür eine Reihe von Leiterplatten, deren Leiterbilder auf der «typofix-electronic-special»-Folie zum Original-Bauplan Nr. 37 («Digital-Mosaik II») auch zum Erscheinungszeitpunkt dieser Broschüre noch im Amateurbedarfshandel erhältlich sind. Der *Grafische Spezialbetrieb Saalfeld* ist in der Lage, auf Anforderung (Mindestbestellmenge 1000 Stück, z. B. für Einzelhandel oder für größere Pionierhäuser) diese Folien jederzeit neu herzustellen, wenn sie im Handel vergriffen sein sollten. In Form der «Bastelbeutel 8» aus dem *VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)*, die im Fundus der meisten Bildungseinrichtungen vorhanden sind, und mit den «P»-Schaltkreisen, die das ehemalige *Institut für Mikroelektronik Dresden* dem Handel zuführte, ist damit eine gute Basis gegeben. Für Amateurzwecke sind austauschbar: IS 1, 2, 3, 4, 5 aus «Bastelbeutel 8» gegen *P 200, 210, 220, 230, 240* bzw. gegen *D 100, 110, 120, 130, 140!*
Die Reihe D 20 (P 20) hat auf Grund ihrer kleineren Schaltzeiten lediglich einen höheren Strombedarf. Im folgenden ist daher, wenn nicht anders vermerkt, der jeweils (von der «Entstehungsgeschichte» des jeweiligen Bausteins her) angegebene Typ nach den eben genannten Zuordnungen austauschbar.
Die vorgestellten Bausteine sind in den bekannten Formaten 20 mm × 25 mm und 25 mm × 40 mm gehalten. Die Anschlüsse liegen an der einen breiteren Kante beim kleineren und an beiden Schmalseiten beim größeren Format. Sie können als 1-mm-Steckerstifte, als Stecklötösen oder als Drahtstücke ausgeführt sein. Im ersten Fall sind Kontaktfederpaare in Lochleistenträgern als Gegenkontakte erforderlich, im zweiten lassen sich die Platten freizügig und auch relativ leicht wieder lösbar durch Drähte miteinander verbinden, und im dritten Fall bietet sich eine Leiterplattenmontage an. Man wird nach Hauptanwendungszweck entscheiden, wie zu verfahren ist. Bild 7.1 faßt solche Varianten zusammen. Schließlich ist noch die von der «typofix»-Folie gegebene Möglichkeit interessant, die benötigten Leiterbilder als «Mosaikteilchen» einer größeren Gesamtschaltung zu benutzen und in einer im übrigen mit

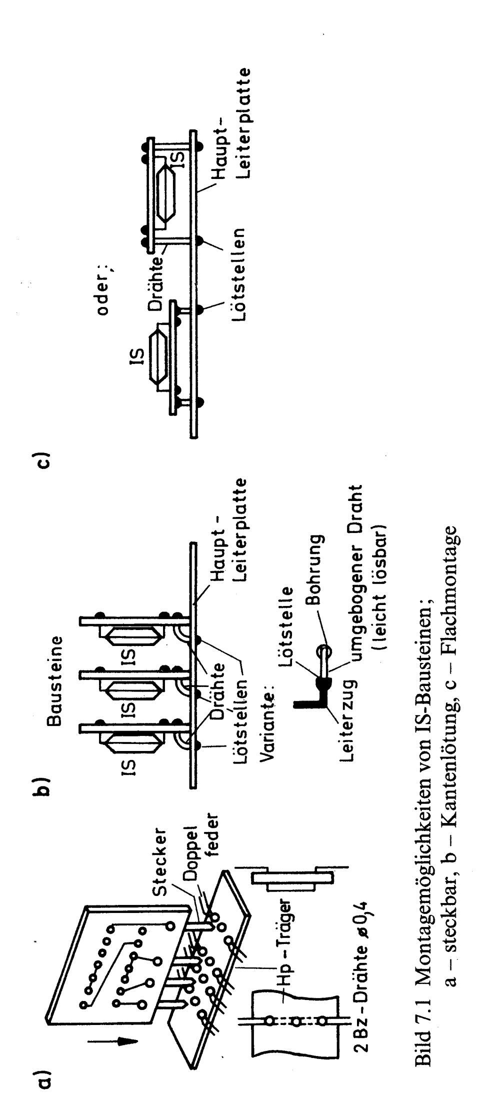


Bild 7.1 Montagemöglichkeiten von IS-Bausteinen;
a – steckbar, b – Kantenlötung, c – Flachmontage

«typofix»-electronic-universal»-Elementen oder Zeichen-Decklack gestalteten Leiterplatte unterzubringen. Es folgen nun Kurzbeschreibungen der auf dem genannten «typofix-electronic-special»-Blatt Nr. 2369 teilweise mehrfach enthaltenen Schaltungen.

7.1. «Prellfreier» Schalter

Wer sich in die Technik digitaler Schaltungen einarbeiten will, möchte gewissermaßen Zeitlupeneffekte erzeugen können. Aber auch bei der Fehlersuche ist ein beliebig langsam von Hand eingebbarer Takt einem Taktgenerator vorzuziehen. Digitale Schaltkreise brauchen relativ «steile» Impulsflanken und reagieren außerdem äußerst schnell. Übliche elektromechanische Kontakte haben aber meist eine in dieser Hinsicht sehr unangenehme Eigenschaft: Nach der ersten Kontaktgabe beim Betätigen federn die beiden Kontaktpunkte wieder kurz auseinander, berühren sich erneut usw., bis das System zur Ruhe kommt. Beim direkten Schalten z. B. einer Lampe merkt man das nicht, denn es ist in Bruchteilen einer Sekunde beendet. Der Schaltkreis reagiert aber auf jeden dieser Schaltimpulse. Abhilfe schafft erst das bewußte Ausnutzen dieser Tatsache.

Mit der Schaltung nach Bild 7.2 läßt sich das System «überlisten»: Das aus 2 Gattern gebildete RS-Flip-Flop reagiert bereits auf die erste Kontaktberührung und kippt durch sie in den entsprechenden stabilen Zustand. Weitere Impulse stören nicht mehr. Rückstellen läßt sich nur, wenn der Umschalter auf die andere Seite zurückgeschaltet wird. Wiederum kippt das Flip-Flop bereits beim ersten Impuls und verharrt in diesem Zustand trotz Prellen des Kontakts. Im allgemeinen ist für einen solchen «Hand-Taktgeber» ein Mikrotaster zweckmäßig, der von selbst beim Loslassen in die Ruhelage zurückspringt. Soll dagegen der jeweilige Schaltzustand erhalten bleiben, so ist ein rastender Umschalter notwendig. Da nur 2 Gatter gebraucht werden, ist ein *D 220* günstig.

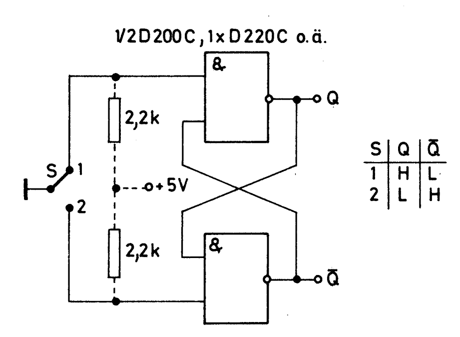


Bild 7.2
«Prellfreier» Schalter für Eingabe von Einzelimpulsen

7.2. Taktgeber

Ein *D 210* ist das «Herzstück» eines Taktgebers, dessen Tastverhältnis zwar in der Grundschaltung nicht symmetrisch 1 : 1 beträgt, der dafür aber in der Frequenz über einen großen Bereich hinweg variiert werden kann, nämlich von weniger als 1 Hz bis zu einigen hundert Kilohertz. Dabei gilt etwa $f = {}^1/_2RC$. R darf zwischen 300 Ω und etwa 1,5 kΩ liegen. Er beeinflußt mit seinem Wert das Tastverhältnis. Außerdem läßt sich der Taktgeber beliebig starten oder stoppen. Soll der Generator von der zu speisenden Schaltung völlig unabhängig werden, so muß man allerdings auf einen *D 200* übergehen, also ein «Puffergatter» zwischenschalten (Bild 7.3).

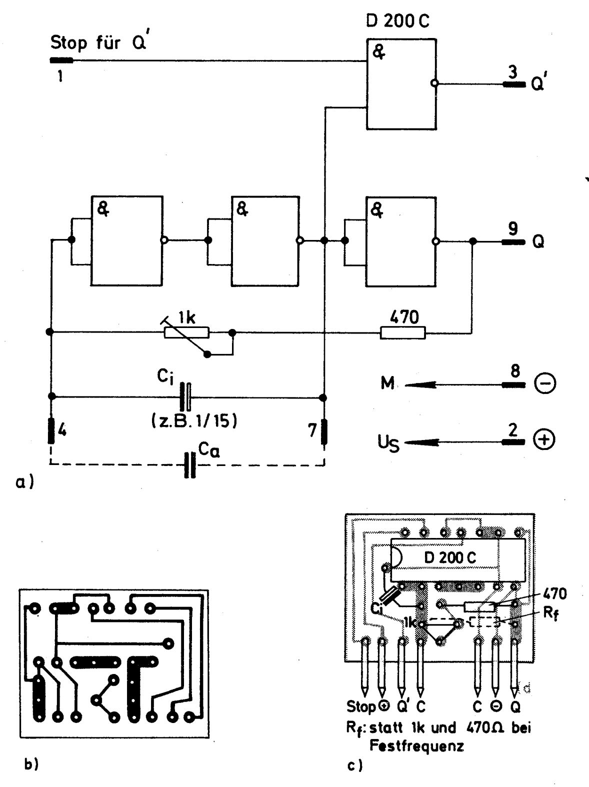


Bild 7.3 Taktgenerator-Baustein mit *D 100* o. ä. für veränderbare Frequenz; a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan

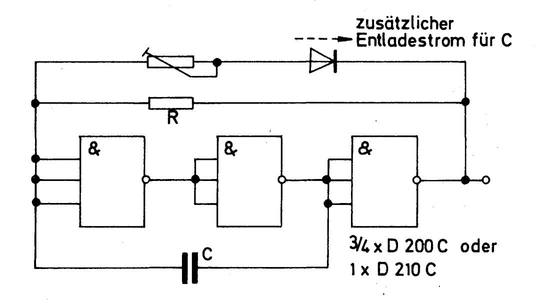


Bild 7.4
Taktgenerator
für symmetrisches
Taktverhältnis

Der Baustein wurde so gestaltet, daß sowohl intern auf eine etwa 1 : 4 variable Frequenz eingestellt als auch durch externes Beschalten mit Kapazitäten unterschiedlicher Werte ein großer Frequenzbereich angewählt werden kann. Eine Zusatzkombination von Diode und Potentiometer würde die Einstellung eines Tastverhältnisses von 1 : 1 gestatten, wenn das erforderlich ist (Bild 7.4).
Eine interessante Variante dieses Taktgebers (vor allem, wenn er im Tonfrequenzbereich arbeitet) besteht in der Schaltung nach Bild 7.5. Der um den im C-Zweig liegenden Widerstand erweiterte Generator erlaubt es, am bezeichneten Punkt gegen Masse (!) mit externen Widerständen eine Frequenzvariation von mehr als 2 Oktaven zu erreichen. Das eröffnet zahlreiche Möglichkeiten für automatische Melodiegeneratoren und ähnliche Anwendungen, die z. B. von Schieberegistern angesteuert werden [12].

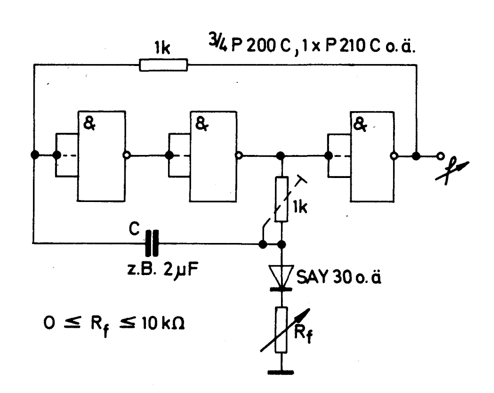


Bild 7.5
Taktgenerator mit
Frequenzbeeinflussung
durch Widerstand gegen
Masse (z. B. für Ansteuerung durch *D 195* oder *74154* geeignet!)

7.3. Schwellwertschalter

Beim Übergang von «TTL-fremden» Signalquellen auf TTL-Schaltungen besteht nicht nur das bereits beschriebene Problem, daß die TTL-Schaltung z. B. auf Kontaktprellen anspricht. Sehr langsame Spannungsänderungen im «verbotenen» Bereich der Eingangsspannung zwischen

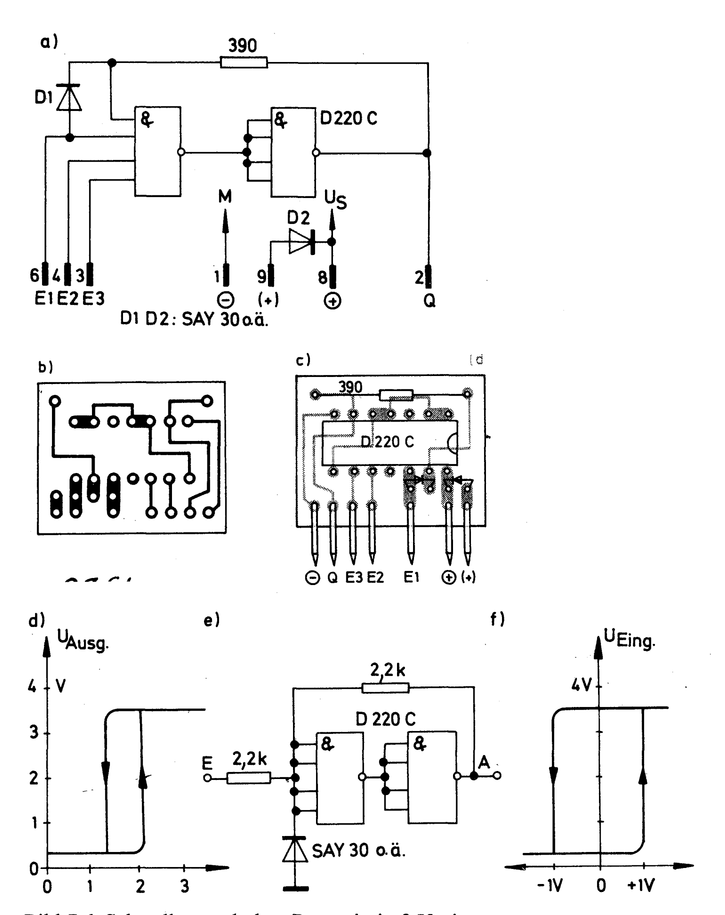


Bild 7.6 Schwellwertschalter-Baustein in 2 Varianten;
a – Stromlaufplan für Schwellwertschalter mit *D 120* o. ä., b – Leiterbild, c – Bestückungsplan, d – Schaltverhalten, e – Variante für Einspeisen von Wechselspannungen bis 5 V, f – Schaltverhalten von e

den Zuständen L und H führen oft zu nach außen dringenden Störschwingungen in den Gattern. Ein sauberes Ansprechen auf eine sich langsam ändernde Eingangsspannung, wenn sie den jeweiligen TTL-Pegel erreicht hat, kann man mit Schwellwertschaltern erzielen, die sich ebenfalls aus Gattern realisieren lassen. Bild 7.6 und Bild 7.7 zeigen mögliche Ausführungen. Während der Schalter gemäß Bild 7.6 in 2 Varianten angeboten wird, erkennt man, daß sich die Schaltung nach Bild 7.7 praktisch aus dem prellfreien Schalter nach Abschnitt 7.1. ableiten läßt, wenn die zur (meist erwünschten) Vergrößerung der Schalthysterese bzw. zur Beschleunigung des Kippens vorgesehenen Dioden eingefügt werden.

7.4. Monostabile Kippschaltungen

Monostabile Kippschaltungen (Monoflop) werden z. B. zur Verbreiterung schmaler Impulse benutzt. Im Ruhezustand führt die Schaltung nach Bild 7.8 H-Potential. Ein schmaler Eingangsimpuls, der den Eingang wenigstens etwa 50 ns lang auf L-Potential legt, läßt das Monoflop kippen. Am Ausgang erscheint ein um die Haltezeit von etwa

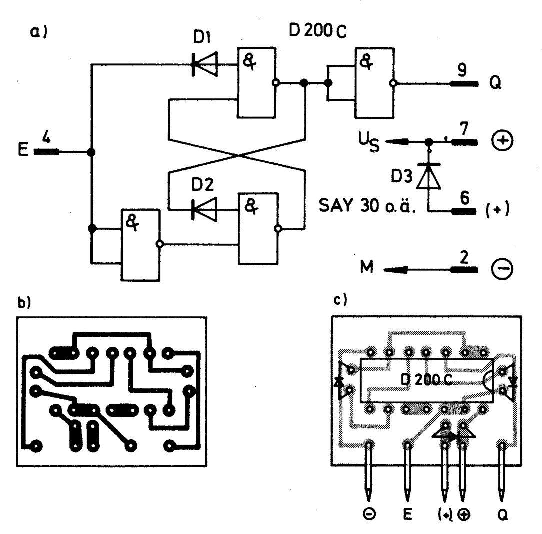


Bild 7.7 Schwellwertschalter-Baustein, aus Flip-Flop abgeleitet; a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan

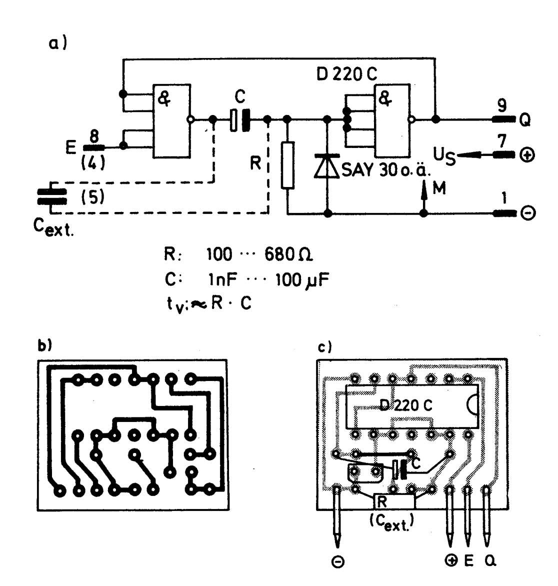


Bild 7.8
Monoflop-Baustein mit *D 120* o. ä. mit extern veränderbarer Verzögerungszeit; a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan

0,8*RC* verbreiterter L-Impuls. Randbedingungen: Der Eingangsimpuls muß schmaler als der Ausgangsimpuls sein, und die nächste Ansteuerung kann erst nach einer Erholzeit von mindestens 3*RC* geschehen. *R* darf zwischen 100 Ω und etwa 700 Ω liegen. Für *C* zwischen 1 nF und 100 µF ergeben sich Verzögerungszeiten von etwa 0,1 µs bis 50 ms. Die Verzögerungszeit läßt sich bei Bedarf über herausgeführte Anschlüsse zum Kondensator C durch eine externe Kapazität erhöhen.

7.5. Bistabile Kippschaltungen

Eine einfache bistabile Kippschaltung (Flip-Flop, FF) ist bereits das RS-FF zum Kontaktprellen in Abschnitt 7.1. Eine Beschaltung mit R und C ergibt nach Bild 7.9 die oft als Frequenzteiler 2 : 1 benutzte Schaltung, die allerdings relativ störanfällig ist. Andere Flip-Flop, z. B. das JK- und das D-FF, liegen inzwischen als komplette Schaltkreise vor, so daß nur die ebengenannte Art noch als Leiterplatte vorgegeben wird.

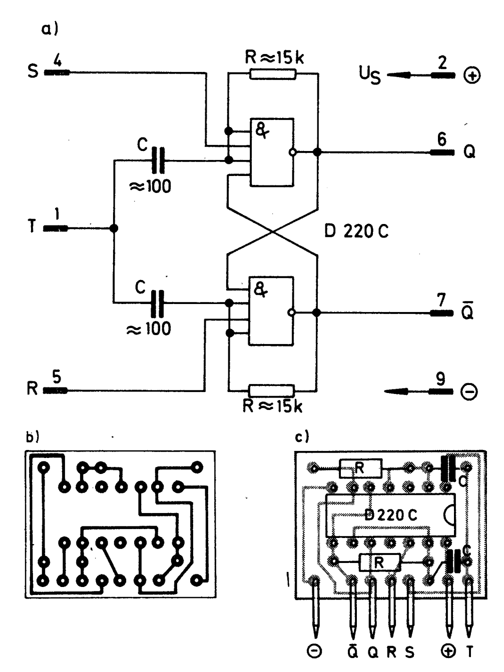


Bild 7.9 Bistabiler Multivibrator-Baustein (Flip-Flop) mit *D 120* o. ä.;
a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan

Nach Bild 7.10 läßt sich auf einem Format von 25 mm × 40 mm eine wahlweise als 4 : 1- oder als (2 × 2 : 1)-Teiler verwendbare Einheit mit einem einzigen *D 200* realisieren.

7.6. Frequenzteiler mit integrierten Flip-Flop

Die erwähnten kompletten Flip-Flop-Schaltkreise sind ihrerseits ebenfalls Ausgangsbasis für (aus mehreren integrierten Flip-Flop auf einem Chip zusammengesetzte) Frequenzteiler mit größerem Teilerverhältnis, z. B. *D 192* und *D 193*. Zwischen dem mit dem Binärteiler nach Abschnitt 7.5. nur mit externen Bauelementen realisierbarem Verhältnis 2 : 1 (bzw. 4 : 1) und den MSI-Kreisen für Teiler bis 10 : 1 bzw. 16 : 1 liegt der sinnvolle Einsatzbereich von integrierten Einzel-Flip-Flop (1 oder 2 FF auf einem Chip, Typen *D 172*, *D 174*, *D 274*). Durch be-

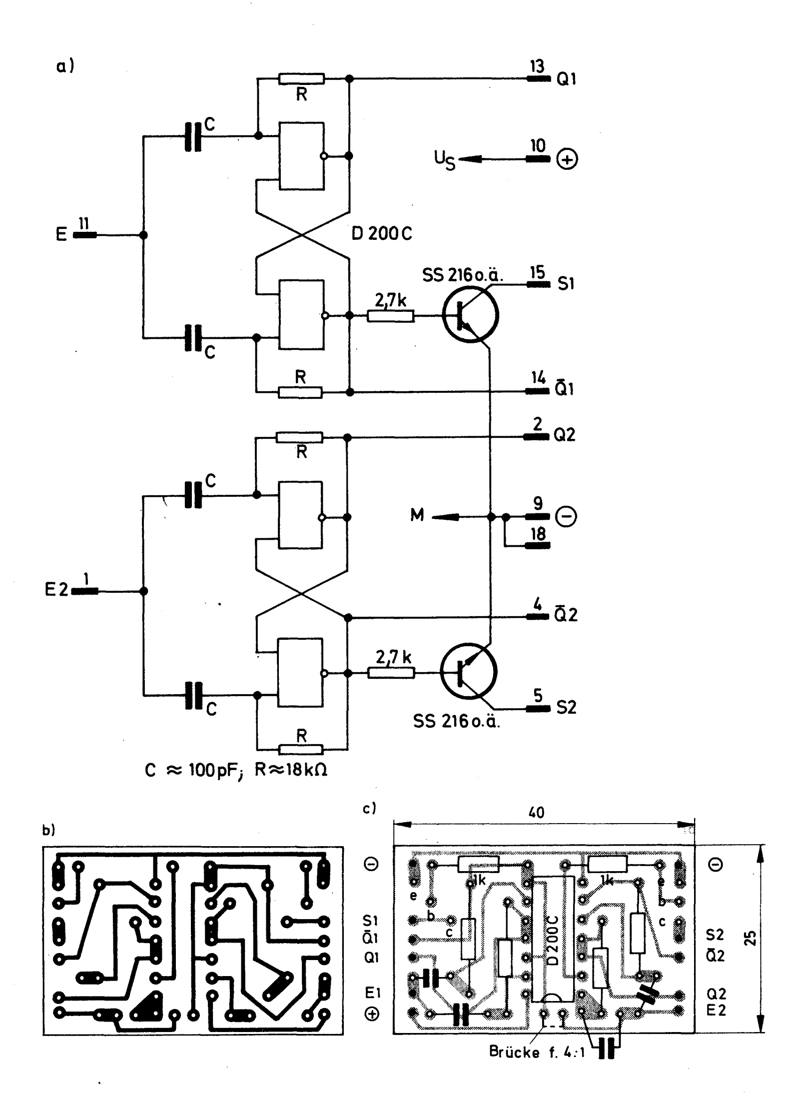
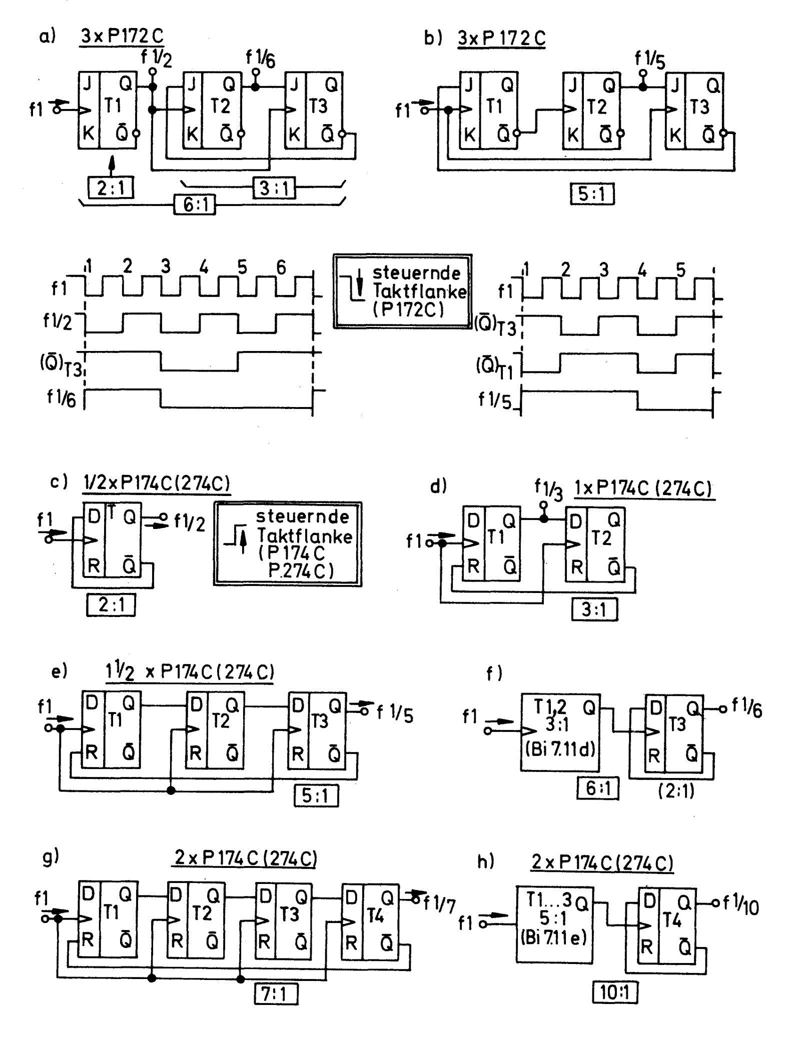


Bild 7.10 Frequenzteiler-Baustein 4 : 1 aus 2 Flip-Flop nach Bild 7.9 mit Transistorausgängen für größere Ströme;
a – Stromlaufplan, b – Leiterbild, c – Bestückungsplan

stimmte Zusammenschaltungen lassen sich mit ihnen Frequenzteiler mit beliebigem Teilerverhältnis von 2 : 1 bis zur gegenwärtig sinnvollen Grenze von 10 : 1 (aber auch darüber hinaus) aufbauen, also z. B. 3 : 1, 4 : 1, 5 : 1 usw. Bild 7.11 faßt solche Möglichkeiten zusammen, über die teilweise z. B. im Buch von *Kühn* und *Schmied* [6] ausführlich mit Impulsdiagrammen usw. berichtet wird.



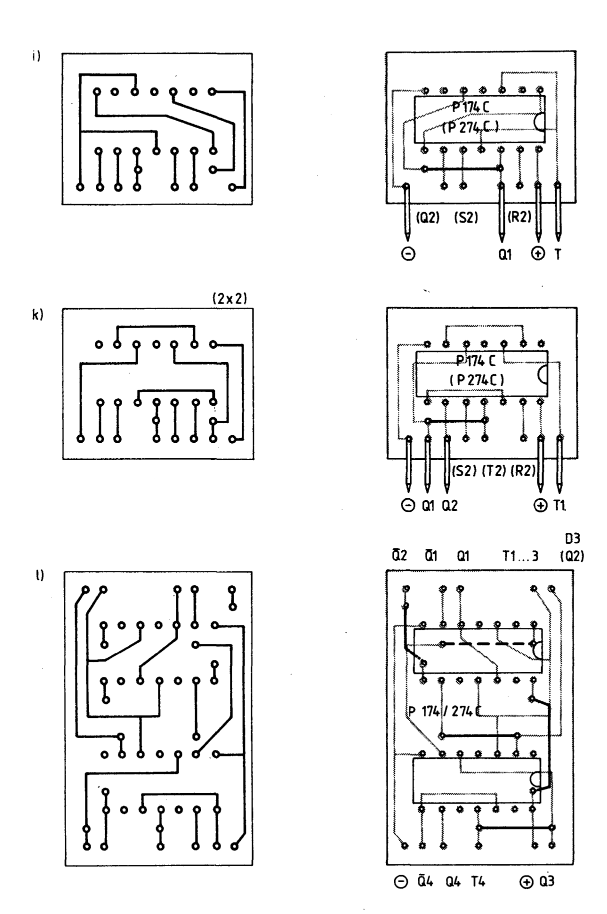


Bild 7.11 a, b – Beispiele zu Frequenzteilern mit *D 172;* c bis h – erprobte Teiler mit dem D-Flip-Flop *D 174* (P = Amateurvariante zu D); i, k, l – Leiterbilder und Bestückungspläne für 3 : 1, 2×2 : 1, 10 : 1 (2 : 1 und 5 : 1)

Da die Typen *D 174* und *D 274* gut erhältlich sind sowie auf Grund des Vorteils von 2 Flip-Flop in einem Gehäuse entstanden die in Bild 7.11 enthaltenen steckbaren Teiler 3 : 1 und 2×2 : 1 (auch als 4 : 1 einsetzbar) mit 1×*D 174 (D 274)* auf dem Format 20 mm×25 mm sowie auf 25 mm×40 mm der Teiler 10 : 1 (aus 1×2 : 1 und 1×5 : 1 zusammengesetzt) mit 2×*D 274*. Man beachte, daß diese Teiler unterschiedliche Tastverhältnisse liefern.

7.7. Frequenzteiler mit Schieberegister

Das 8-Bit-Schieberegister *D 191* eignet sich unter anderem als Frequenzteiler 16 : 1, wenn die zu teilende Frequenz als Takt eingespeist wird. 2 *D 191*, von denen der Ausgang des ersten den Takt für den zweiten liefert, ergeben damit ein Teilerverhältnis von 256 : 1 (Bild 7.12). Diese Einheit gestattet es z. B. – praktisch ohne zusätzliche Bauelemente wie große Kondensatoren u. ä. –, aus der Netzfrequenz eine langsame Blinkfrequenz von etwa 5 s Periodendauer (2,5 s ein, 2,5 s aus) zu gewinnen. Von größter Bedeutung ist dabei die erforderliche Ansteuerflankensteilheit. Sie läßt sich z. B. mit einem *Schmitt*-Trigger nach Bild 7.6 realisieren. Größere Schaltzeiten erhält man, wenn statt der Netzfrequenz und ohne den *Schmitt*-Trigger ein Taktgeber nach Bild 7.3 mit größerem Kapazitätswert benutzt wird. Soll ein definierter Anfangszustand erreicht werden, so empfiehlt sich ein kurzzeitiges Anschalten des Takteingangs von Register 2 (prellfrei, also über Gatter!) an den Eingangstakt. Damit wird auch Register 2 sehr schnell «ausgeräumt», wenn die Schaltung, an Betriebsspannung angelegt, zunächst einen undefinierten Anfangszustand eingenommen hat. Diese Ergänzung – erweiterbar auf weitere Registerstufen – ist in der Schaltung nach Bild 7.12 bereits enthalten.

7.8. Zähldekade mit *D 192*

Für den noch am leichtesten erhältlichen Zählschaltkreis, den *D 192*, entstand eine Zähldekade mit Anzeige *(VQB 71)*. Das bedeutet zwangsläufig Decodierung über einen *D 147*. Diese Zähldekade ist Bestandteil des in Abschnitt 8.3. vorgestellten Rundenzählers nach Original-Bauplan 40/44, und die ätzfesten Leiterbilder dazu gibt es auf einem «typofix-electronic-spezial»-Blatt. Mehr dazu in Abschnitt 8.3.
Zähldekaden mit Zwischenspeichern eines Ergebnisses erfordern außer *D 192* und *D 147* noch ein als 4-Bit-Parallelspeicher geschaltetes Schieberegister *D 195*. Solche Schaltungen sind dort am Platz, wo sich ein Meßwert schnell ändert, so daß es zweckmäßig ist, im Interesse einer flimmerfreien Anzeige nur jeweils in bestimmten Zeitabständen den neuen Wert anzuzeigen. (Uhren benötigen diesen Zwischenspeicher nicht!) Durch eine entsprechende Steuerschaltung (über MC des *D 195*) wird dabei jeweils der im Übernahmezeitpunkt gegebene Zählerstand in das Register übernommen, gespeichert und gleichzeitig über den Decoder permanent zur Anzeige gebracht.

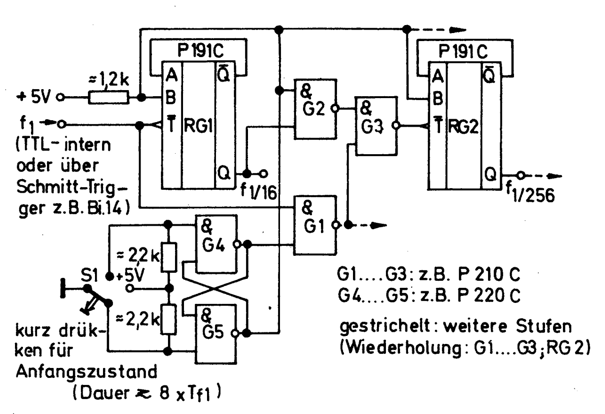


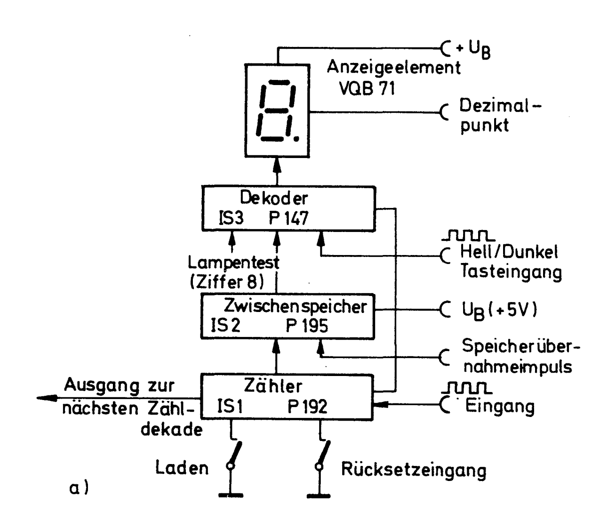
Bild 7.12 Frequenzteiler 256 : 1 mit 2 ×*P 191 C* und Rückstellmöglichkeit (Bi 14 muß Bild 7.6 heißen)

Eine solche universell verwendbare Zähldekade stellte *W. Hirt* im FUNKAMATEUR, Heft 8 und Heft 9, 1979, vor. Bild 7.13 gibt die wichtigsten Informationen dazu.

7.9. Ein- und Auskoppelschaltungen

Digitalschaltungen arbeiten meist mit einer «Peripherie» zusammen. Abgesehen von der Auskopplung zur Ziffernanzeige über Decoderschaltkreise besteht daher die Aufgabe, Steuerbefehle, Signale in die hier vorwiegend behandelten TTL-Schaltungen ein- und auszukoppeln. Beim Einkoppeln sind vor allem zwei Dinge zu berücksichtigen: die Impulsform und die Belastung der Steuerschaltung durch den Eingang. Bestimmte Mindestanstiegszeiten (im allgemeinen unter 1 µs, s. Datenübersichten zu den einzelnen Schaltkreisen!) sind Vorbedingung für einwandfreies Schalten. Wo sie nicht gegeben sind, kann man oft «TTL-intern» auf Schwellwertschaltungen zurückgreifen, die einen beliebig langsamen Spannungsanstieg bei der Umschaltspannung in einen genügend steilen Schaltimpuls umwandeln. Auf eine solche Eingangsschaltung wird z. B. in Abschnitt 8.4. zurückgegriffen. In ihr ist auch eine TTL-Anpaßstufe enthalten, die die zweite wichtige Bedingung für ein sauberes Einkoppeln realisiert: Wenn man einen Gattereingang auf L «zieht», so fließt aus dem Eingang ein Strom in der Größenordnung von 1 mA (genaue Werte s. Datenblätter), und bei H am Eingang fließen in ihn etwa 40 µA hinein. Beide Ströme müssen von der Koppelschaltung aufgebracht wer-

den, ohne daß dabei die maximal bzw. minimal zulässigen Werte für L bzw. H überschritten werden. Bei $U_{\text{II max}} = 0{,}8$ V darf also ein Widerstand nach Masse nicht größer als 0,8 V/I_{IL} sein, also bei $I_{\text{IL max}} = 1{,}6$ mA 500 Ω nicht überschreiten. Umgekehrt wird ein Gattereingang nur dann sauber nach H «gezogen», wenn der Widerstand nach $+U_S$ ($U_{S\,\text{min}} =$ 4,75 V) nicht größer ist als $(U_{S\,\text{min}} - U_{\text{IH min}})/I_{\text{IH max}}$, also (4,75 — 2)kΩ/ 0,04, das heißt 68 kΩ.
Diese Bedingung läßt sich daher meist relativ leicht erfüllen. Man beachte jedoch (in beiden Fällen!), daß *n* an diesem Punkt parallel geschaltete Gattereingänge entsprechend verlangen, daß diese beiden Widerstände auf 1/*n* reduziert werden. Nun ist die H-Bedingung nicht mit 68 kΩ zu erfüllen, wenn gleichzeitig ein «passives L» mit z. B. 470 Ω am Gattereingang realisiert wird. Dann muß eine Quelle, die H erzeugen soll, mindestens einen Strom von 2 V/470 Ω + 40 µA in diesem Steuerpunkt einspeisen.
Bild 7.14 gibt einige Schaltungsinformationen zu diesen Problemen. Bei der Auskopplung von Steuersignalen aus TTL-Schaltungen sind zwei Fälle zu berücksichtigen: Müssen am Ausgang weiterhin saubere H- und L-Bedingungen gegeben sein (etwa, weil von dort in andere Teile der TTL-Schaltung eingekoppelt wird), oder kann der Ausgang stärker belastet werden?
Im ersten Fall ist die Auskoppelbelastung als Teil der Gesamtbelastung zu sehen, was z. B. für Gatterausgänge einen Lastfaktor von 10 Gattereingängen bedeutet. Anders ausgedrückt: Bei H am Ausgang dürfen



insgesamt 0,4 mA aus dem Gatter herausfließen und bei L 16 mA hinein, wenn weiterhin unter den ungünstigsten Bedingungen $U_{OH\,min} = 2{,}4\,V$ bzw. $U_{OL\,max} = 0{,}4\,V$ gewährleistet sein sollen.
Ist also der Ausgang bereits mit z. B. 5 Gattern belastet, kann man ihm noch 0,2 mA H- und 8 mA L-Strom zumuten. Handelt es sich – was meist anzustreben ist – dagegen um ein «Puffergatter», das nur das Signal auskoppeln muß, so kann man wesentlich mehr «abfordern». Allerdings sollte man auch dabei nicht zu sorglos sein. Wird innerhalb eines *D 100* z. B. ein Gatter als Puffer verwendet, dann kann es nur mit dem Prozentsatz der gesamten zulässigen Gatterverlustleistung beaufschlagt werden,

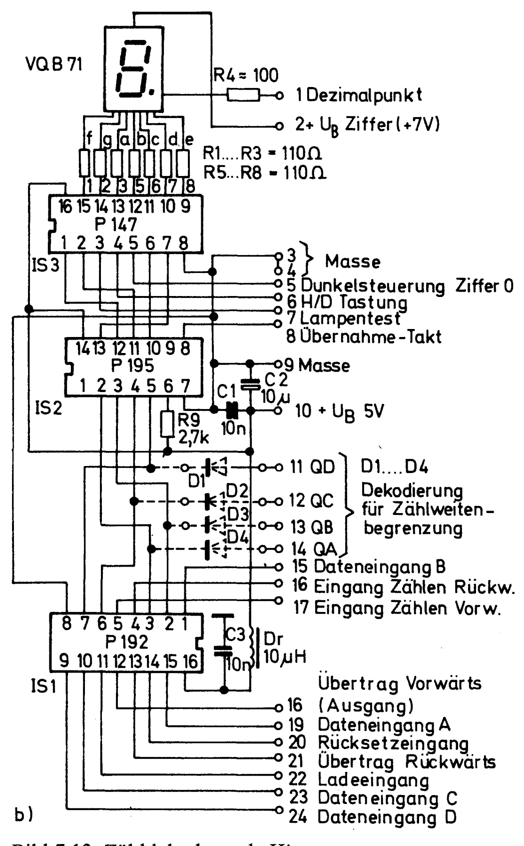


Bild 7.13 Zähldekade nach *Hirt*;
a – Prinzip, b – Gesamtschaltung

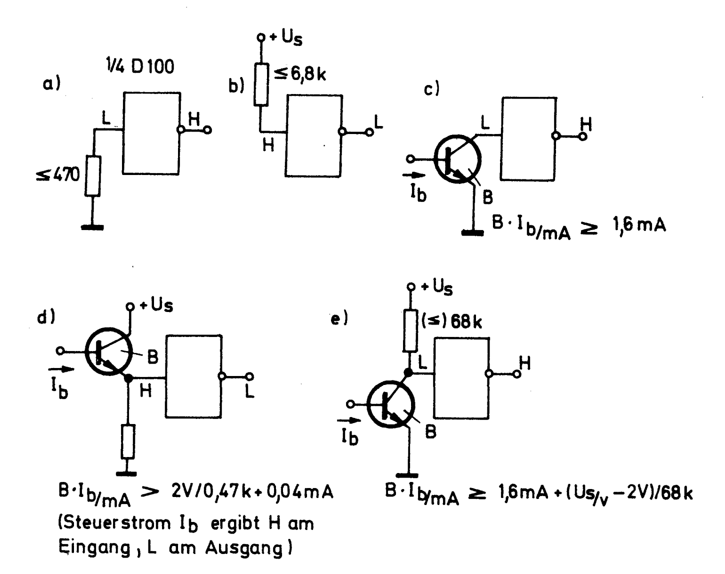


Bild 7.14 Bedingungen für H- und L-Pegel an Gatter-Ein- und Ausgängen; a – L durch Widerstand nach Masse, b – H durch Widerstand nach Plus, c – L durch angesteuerten Transistor, Kollektor am Eingang, d – H durch angesteuerten Transistor, Emitter am Eingang, e – H bei gesperrtem Transistor nach Bild c

den die Belastung der übrigen Gatter noch zuläßt. Insofern ist es stets günstig, für Auskoppelschaltungen ein Leistungsgatter zu benutzen (z. B. *D 140*, Lastfaktor 30 statt 10).

In Bild 7.15 wurden am Beispiel einer Lampenanzeige Auskoppelschaltungen mit ihren Bedingungen dargestellt. Besonders günstig für viele Zwecke ist die indirekte H-Anzeige im Sinne von Bild 7.15, die den Schaltkreis bei H nicht belastet. Allerdings fließt durch R_V dann sowohl bei H wie bei L ein Laststrom.

Weitere wichtige, teilweise über die Aufgabe «Auskopplung» hinausgehende Einsatzinformationen für TTL-Schaltkreise findet man in [13]. Einige daraus lauten:

– Um Störungen und Überlastungen der Endstufe der Schaltkreise zu vermeiden, dürfen die Ausgänge nur mit einer maximalen Lastkapazität beschaltet werden:
  a) Serie D 10, E 10 außer *D 126* $C_L < 1$ nF;
  b) für den *D 126*, *E 126* $C_L < 250$ pF;
  c) Serie D 20 $C_L < 1$ nF.

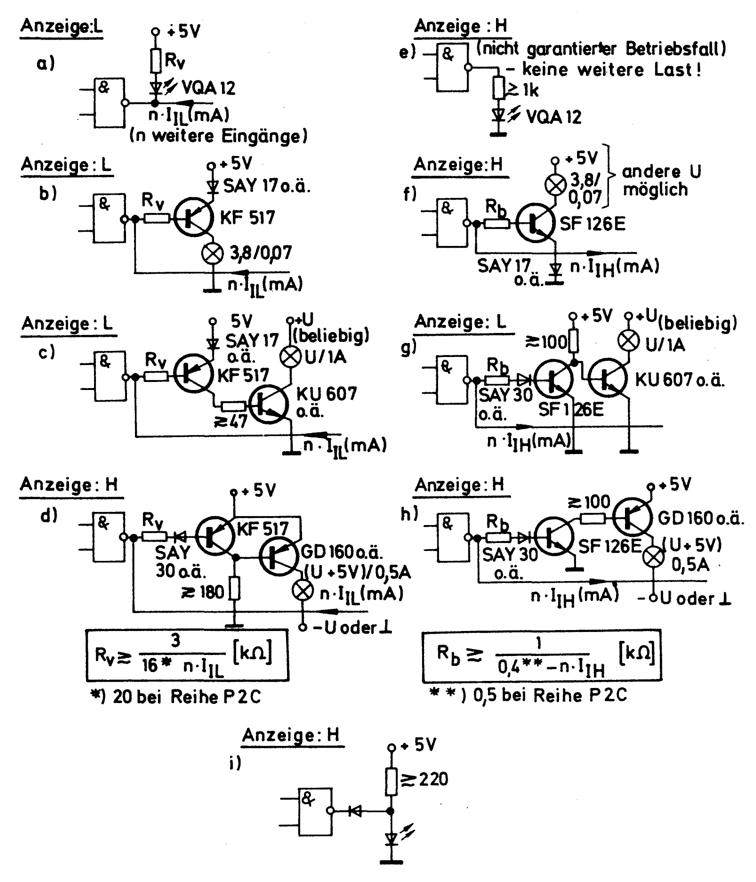


Bild 7.15 a bis i – Anschlußmöglichkeiten für Anzeige von Betriebszuständen (L oder H)

- Die Eingänge der Gatter können durch zusätzliche Klemmdioden vor negativen Eingangsspannungen geschützt werden, soweit diese nicht bereits in der Schaltung enthalten sind. Die Serie D 20 hat an allen Eingängen Klemmdioden. (Diese Dioden begrenzen in Verbindung mit dem Innenwiderstand der vorhergehenden Schaltung für den Eingang schädliche Spannungen, die negativer als etwa 1 V sind.)
- Anschluß von Leitungen:

  a) Verbindungen ohne Rückleitungen sollten 30 bis 50 cm nicht über-

schreiten und möglichst in der Nähe von Masseleitungen verlegt werden.

b) An den Ausgang eines Schaltkreises, der eine Leitung treibt, sollte kein weiterer Schaltkreis angeschlossen werden.

c) Zum Eingang des Empfängerschaltkreises, der über eine Leitung getrieben wird, sollten keine Eingänge weiterer Gatter parallelgeschaltet werden. Die nicht benutzten Eingänge des Empfängerschaltkreises sind wie unbenutzte Eingänge anzuschalten.

d) Flip-Flop sind als Leitungstreiber ungeeignet, da sie, verursacht durch die reflektierten Spannungen, unter Umständen zurückkippen.

e) Die Impedanz Z_0 der Übertragungsleitung soll in einem vorgegebenen Wertebereich liegen:

E 10, D 10-Serie, außer *D 140, E 140*	$90\,\Omega < Z_0 < 190\,\Omega$;
D 140, E 140	$80\,\Omega < Z_0 < 130\,\Omega$;
D 20-Serie	$50\,\Omega < Z_0 < 80\,\Omega$.

Am günstigsten im Interesse der Störfreiheit einer Digitalschaltung ist eine galvanische Trennung von der Peripherie. Diese Aufgabe übernehmen z. B. Optokoppler. In Abschnitt 8.3. ist dazu ein Selbstbauvorschlag enthalten. Aber auch der Einsatz eines Schwellwertschalters in Verbindung mit einem Zeitglied vermag von Zuleitungen aufgefangene Störungen wirksam zu unterdrücken. Beispiel: Man schaltet 10 µF vom Eingang nach Masse und Serienwiderstand R_S zur Zuleitung von 47 Ω. Es ist jedoch $R_S < U_{IL}/I_L$ zu beachten, denn wenn der Schwellwertschalter durch L von der Leitung gesteuert wird, darf der von seinem Eingang nach Masse als I_L fließende Strom an R_S plus Leitungswiderstand nicht mehr als U_{IL} abfallen lassen! Wird der Schwellwertschalter mit H geschaltet, dann erfordert wiederum der im Ruhezustand den Eingang auf L haltende Widerstand R_E (zwischen Eingang und Masse), daß $U_S/(R_V + R_E)$ an R_E auch U_{IH} erzeugt (wenn nicht mit einer höheren Steuerspannung gearbeitet wird).

8. Anwendungen von TTL-Schaltkreisen

8.1. Überwachungsschaltungen

Sowohl innerhalb von Geräten (zur Fehlerlokalisierung) wie auch für Überwachungszwecke etwa auf Ausstellungen oder von Türen oder Fenstern lassen sich TTL-Gatter als «Wächter» einsetzen. Dabei können mehrere Überwachungsstellen zu einer Gruppe zusammengefaßt und an die Eingänge eines Gatters gelegt werden. Längere Zuleitungen müssen dabei unbedingt verdrillt sein; manchmal wird auch Schirmen erforderlich. Zusätzlich sollte man eingefangene Störimpulse durch Kondensatoren an den Eingängen ableiten. 1-μF-Lackfilmkondensatoren sind dabei im Fall von Arbeitskontakten in den Überwachungskreisen noch zulässig.
Eine einfache Überwachungsschaltung mit Signalisierung durch Lampenanzeige ist in Bild 8.1 dargestellt. Die Lampen zeigen dabei den Ort an, an dem sich der Überwachungskontakt durch Fremdeinwirkung geschlossen hat. Den Alarmfall «an sich» signalisiert der dabei eintretende Übergang L–H am Gatterausgang. Man kann dieses L zum Steuern eines akustischen Signalgebers benutzen (Bild 8.2). Bei dieser einfachen Signalschaltung ist von Vorteil, daß einerseits jeder Kontakt gleichberechtigt den Alarmgenerator startet, während andererseits jedoch – durch Blick auf die Kontrollampen – sofort festgestellt werden

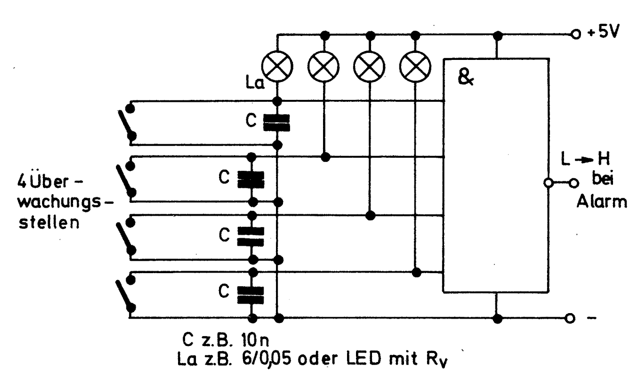


Bild 8.1 Überwachungsschaltung mit Lampensignal

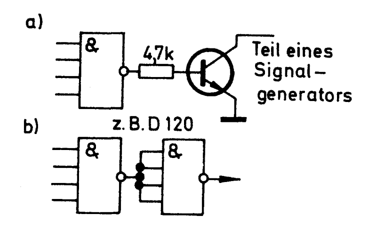
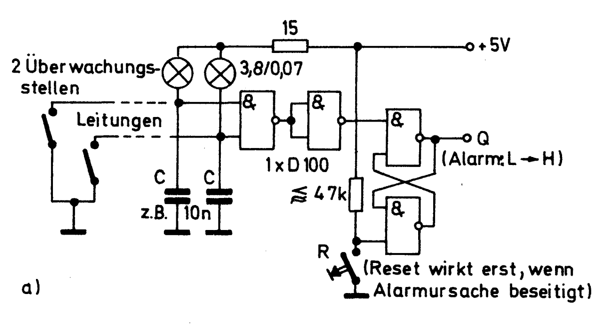


Bild 8.2
a – Ansteuern eines akustischen Signalgebers mit der Schaltung nach Bild 8.1, b – Umkehren des Steuersignals, wenn für Generator nötig (Pfeil: zum Generatorsteuerpunkt)

kann, ob sich der Alarm auf nur eine oder auf mehrere Schaltstellen bezieht.
Während in der soeben beschriebenen Schaltung der Alarm nur so lange anhält, wie der jeweilige Kontakt geschlossen ist, hat die Schaltung nach Bild 8.3a Speicherverhalten. Das wird durch Einsatz eines RS-Flip-Flop bewirkt. Nach diesem Prinzip ist eine Kleinst-Überwachungsanlage mit 2 Überwachungsstellen auf der Digitalseite mit einem einzigen Gatterschaltkreis (*D 100* o. ä.) zu realisieren. Mit dem Übergang von L auf H



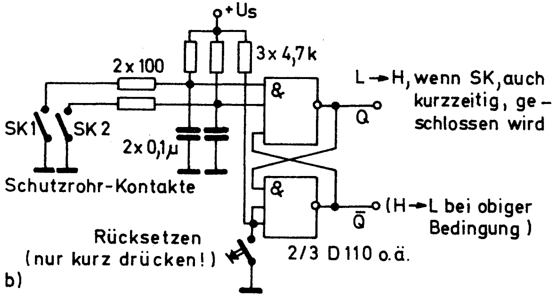


Bild 8.3 a – Alarmschaltung mit Speicherverhalten, b – Mehrstellenüberwachung mit einem Flip-Flop mit mehreren Eingängen

(bei erstem Einschalten definierten Zustand durch kurzes Drücken von R erzwingen) läßt sich ein Tongenerator anschalten Soll auch bei kurzzeitiger Betätigung eines Überwachungskontakts nicht nur Daueralarm ausgelöst, sondern auch der Alarmort ständig angezeigt werden, so ist jeder Überwachungsstelle ein Flip-Flop zuzuordnen. Man kann auch direkt Gatter mit mehreren Eingängen zu einem Flip-Flop verknüpfen und mit dem oberen Gatter mehrere Meßstellen überwachen (Bild 8.3b), doch sind Flip-Flop bezüglich längerer Zuleitungen sehr störempfindlich. Die Maßnahme in Bild 8.3b bezüglich der Tiefpässe an den Eingängen stellt in dieser Hinsicht einen Kompromiß dar, denn der Schutzwiderstand muß zusammen mit dem Leitungswiderstand noch die L-Bedingung sicherstellen (s. Abschnitt 7.9.).
Abschließend sei noch eine besonders sparsame «Minianlage» vorgestellt (Bild 8.4). Ein einziger *D 110* überwacht nicht nur 3 Stellen, sondern signalisiert (mit allerdings sehr geringer Lautstärke) den Alarmfall durch einen eigenen Generatorteil, der von der Überwachungsseite her gestartet bzw. gestoppt wird. Allerdings läßt sich hier der Alarmfall nicht speichern; das Signal ertönt nur für die Dauer des Alarmfalls. Mit r kann gelöscht und gleichzeitig der Alarmkreis festgestellt werden.

8.2. Verkehrsampel

Ein einfaches Ampelmodell mit Selbststeuerung, das nur die Phasen Rot-Gelb-Grün usw. (ohne Zwischenphasen) wiedergibt, ist in den Darstellungen von Bild 8.5 zusammengefaßt. Neben einem Multivibrator mit 2 Transistoren (damit die Phasenzeiten bei relativ kleinen Kapazitätswerten noch genügend lang werden) benötigt man einen *D 100* und ein JK-Flip-Flop *D 172*. Mit Leuchtdioden der Typen *VQA 13*, *VQA 23* und *VQA 33* in Rot, Grün und Gelb läßt sich die Anlage sowohl recht klein wie auch relativ sparsam im Strombedarf halten. Dabei ist – obgleich außerhalb der Nenndaten – durchaus noch der Betrieb mit einer Flachbatterie möglich.

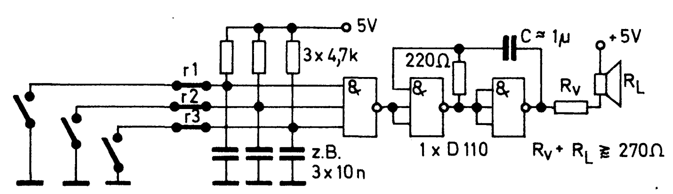


Bild 8.4 «Mini»-Wächter mit 1 × *D 110* für 3 Meßstellen mit Signalton

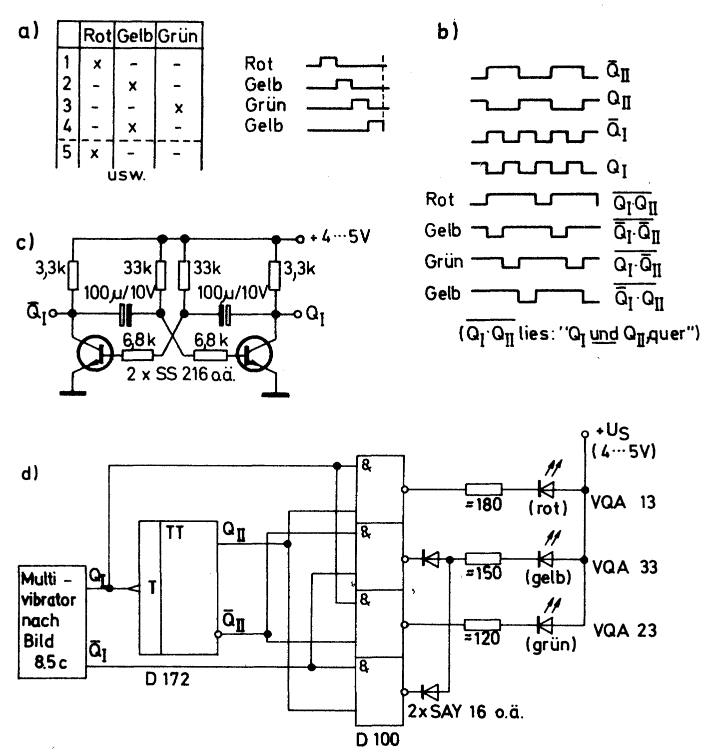


Bild 8.5 Einfache Verkehrsampel;
a – Ablauf, b – notwendige Verknüpfungen der Taktgeber- (Q_I, $\overline{Q}_I$) und Teilerimpulse (Q_{II}, $\overline{Q}_{II}$) über *D 100*, c – Taktgeber mit Transistoren, d – Gesamtstromlaufplan

In der Tabelle zu Bild 8.5 ist die Aufgabe formuliert: Realisierung eines «1 aus 4»-Ablaufs (Bild 8.5a). Stellt man dazu einen Takt mit einer Pulsbreite zur Verfügung, die der gewünschten Leuchtzeit jeder Ampelphase entspricht, so muß diese Frequenz nur noch einmal halbiert werden, damit die Ablaufsteuerung (für die auch andere Realisierungen denkbar sind!) alle notwendigen Signale erhält. Dazu Bild 8.5b: Q_I des Multivibrators nach Bild 8.5c ist mit dem Takteingang des als Frequenzteiler geschalteten *D 172* zu verbinden. An dessen Ausgängen Q_{II} und $\overline{Q}_{II}$ steht damit die halbe Taktfrequenz zur Verfügung. Die einzelnen Signale müssen nun noch zur nach Bild 8.5a geforderten Wirkung verknüpft werden. Das ist ebenfalls bereits in Bild 8.5b dargestellt. An den

4 Ausgängen des *D 100* erscheint somit jeweils eine halbe Taktperiode lang hintereinander der L-Pegel. Die 3 Leuchtdioden (Gelb muß dabei über Entkoppeldioden an die 2 zugehörigen Gatterausgänge geführt werden) haben unterschiedliche Schwellspannungen und Lichtwirkungen. Beides wird durch entsprechende Vorwiderstände berücksichtigt, wobei 16 mA nicht überschritten werden sollen. Größere Lichtleistungen durch Einsatz von Glühlampen (dann natürlich Anschluß an ein Netzteil) sind im Sinne von Abschnitt 7.9. zu erreichen.

8.3. Rundenzähler

Diese Überschrift steht für die Aufgabe, «Ereignisse» (Stückgut, Impulse usw.) zu zählen. Die dafür nach [11] geschaffenen Zähldekaden sind relativ universell gestaltet, d. h., es sind alle Steuereingänge der Zählerschaltkreise zugänglich, so daß auch andere Betriebsarten möglich sind. Bild 8.6 zeigt den Stromlaufplan der Gesamtschaltung für Zählaufgaben von 0 bis 99.
Als Beispiel für eine Mengenzählung ist die Aufbereitungsschaltung bereits als «prellfreier Schalter» ausgelegt. Diese Möglichkeit der Stückzählung wird alle interessieren, die zu Hause mit einer Autorennbahn spielen; sie ist aber gleichzeitig vielfältig für Zählaufgaben in Schule und Betrieb zu nutzen. In der Schaltung nach Bild 8.6 sind auch die Rückwärts-Zählanschlüsse mit berücksichtigt, und bei Bedarf kann die Leiterplatte um Voreinstellungsanschlüsse ergänzt werden. Damit wird der Zähler noch vielseitiger. Aus Platzgründen enden die Beschreibung und die Realisierung beim Ausgangsimpuls nach 9 (bei 1 Dekade) bzw. 99 (bei 2 Dekaden) gezählten Impulsen. Bei der Autorennbahn kann dieser Impuls z. B. ein selbsthaltendes Relais hinter einem Treibertransistor ansteuern, mit dem über einen Tongenerator (z. B. mit *D 210* realisiert) ein Haltesignal gegeben wird und das außerdem die anderen Bahnen (der «Verlierer») abschaltet. Für jede einzelne Bahn muß ein solcher Zähler vorhanden sein. Der Vorteil der gut ablesbaren elektronischen Ziffernanzeige gegenüber dem in der Standardausrüstung solcher Rennbahnen enthaltenen kleinen mechanischen Zähler dürfte auf der Hand liegen. Der Vorzug elektronischer Zählerschaltkreise, daß sie recht schnell zählen können, bringt für den praktischen Einsatz allerdings einige Probleme. Schmale Störimpulse, die man normalerweise nicht wahrnimmt (höchstens auf Spezialoszillografen oder durch Impulsverbreiterungsschaltungen mit Monoflop), veranlassen den Zähler bereits zu reagieren. Es gibt kein Patentrezept gegen dieses Ärgernis. Da die Strom-

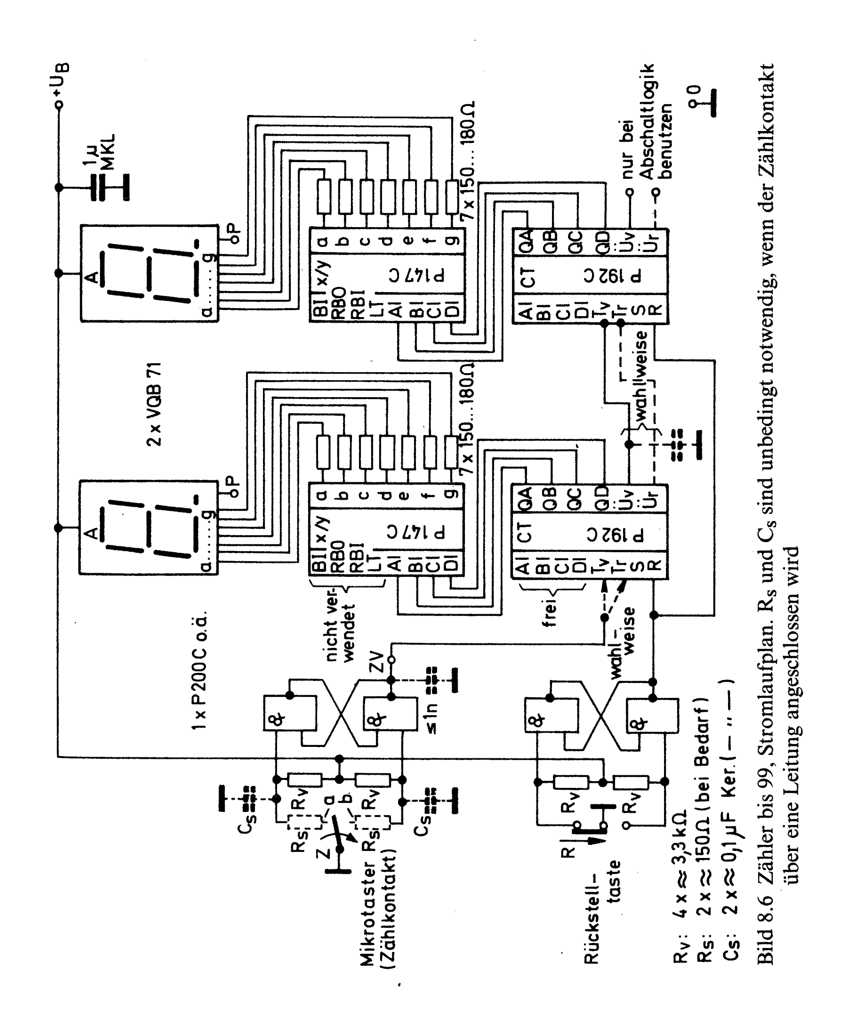


Bild 8.6 Zähler bis 99, Stromlaufplan. R_s und C_s sind unbedingt notwendig, wenn der Zählkontakt über eine Leitung angeschlossen wird

versorgung eine beliebte «Hintertür» für solche Impulse ist, empfiehlt sich für diesen Zähler, wenn er nur kurzzeitig benötigt wird, die Speisung aus einer eingebauten Batterie. Bei dem zwar nicht verbotenen, vom Hersteller aber nicht mehr bezüglich Funktion und Störabstand garantierten Betrieb unterhalb von 4,75 V ergibt sich wieder die Möglichkeit, 2 × RZP 2 (also 4 V) oder eine 4,5-V-Flachbatterie zu benutzen. Schaltkreise und Anzeige nehmen bei dieser Spannung wesentlich weniger Strom auf, so daß man Rennen bis zu 2 Stunden fahren kann. Danach

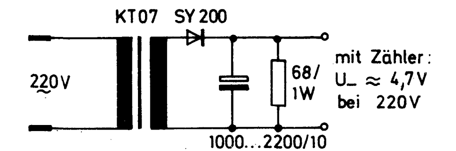


Bild 8.7
Einfacher Netzteil für die Schaltung nach Bild 8.6; die Vorlast legt die Betriebsspannung in den TTL-Bereich

müssen die Akkumulatoren kontrolliert aufgeladen werden, d. h. mit etwa 20 mA über ungefähr 30 Stunden, wobei die Ladespannung nicht über 2,3 V steigen darf (Bauchbildung!). Der Zähler wird mit dieser Batterie zusammen in ein Gehäuse aus kupferkaschiertem Hartpapier gesetzt, dessen Kupferfolie mit der Schaltungsmasse zu verbinden ist. Die andere kritische Stelle ist der Eingang der Aufbereitungsschaltung.

(a

47,5
35
(P)
e
d
c
b
a
g
f
7x 150...
180Ω
✱147C
✱192C
(P)
(B)
(Zr)
(A)
R
Ür
Üv
(L)
(C)
(D)
(Zv)
≤1n
Baugröße 2x7
oder
Drahtbrücke
Klammern: für Hauptzweck nicht nötig
Zv = Tv
Zr = Tr

b)

Bild 8.8 a – Leiterbild, b – Bestückungsplan für eine der beiden Zähldekaden nach Bild 8.6

Eine verdrillte, gegebenenfalls abgeschirmte Leitung führt zu dem vom vorbeifahrenden Objekt betätigten Mikrotaster (Ausführung mit Hebel). In hartnäckigen Fällen ist auch der Mikrotaster zu schirmen. Schließlich erwies sich noch eine RC-Kombination (ebenfalls in Bild 8.6 eingetragen) als nützlich, besonders gegen die Auswirkungen von Funken zwischen Stromabnehmer und Fahrbahn. Sie gestattete eine einfache Stromversorgung nach Bild 8.7.
Für diesen Zähler entstanden die Leiterplatten nach Bild 8.8 bis Bild 8.10. Sie wurden relativ klein gehalten. Jede Dekade hat auf der einen Seite alle notwendigen Ein- und Ausgangs- sowie Versorgungsanschlüsse (auch weitere, für diese Anwendung nicht benötigte, wurden herausgeführt, soweit der Platz reichte). Auf der anderen Seite enden die Leiterzüge so an der Kante, daß sie unmittelbar auf die Anzeigeplatte gelötet werden können (Bild 8.10). Auf der Anzeigeplatte befindet sich außerdem die Schalterplatte mit dem 2teiligen Tastenschalter für Einschalten der Batterie und Rückstellen des Zählers sowie mit dem *D 100* bzw. *D 200*,

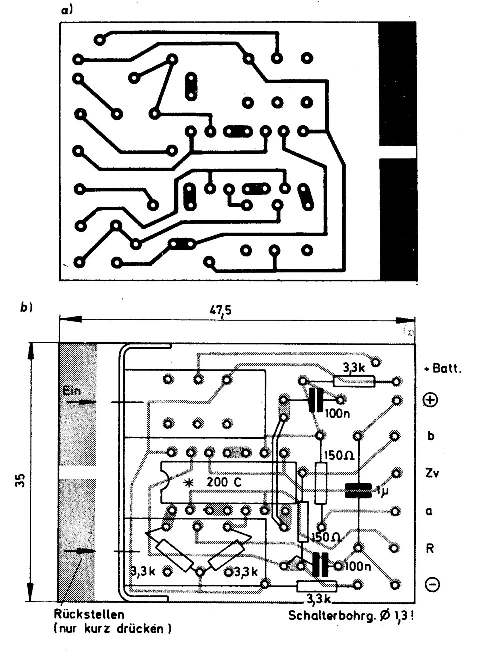
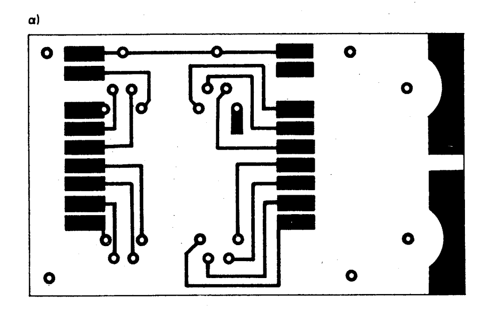
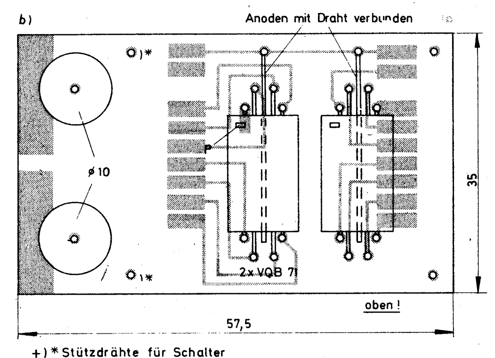


Bild 8.9 a – Leiterbild, b – Bestückungsplan für Ansteuer-, Entprell- und Siebteilplatte mit Tastenumschalter für EIN und Rückstellen auf 00

a)



b)



c)

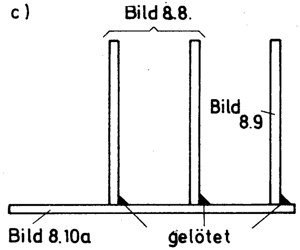


Bild 8.10 a – Leiterbild, b – Bestückungsplan für die Anzeigeplatte nach Bild 8.6; c – Montage der Platten nach Bild 8.8 und 8.9 auf der nach Bild 8.10

der zu einer Hälfte den prellfreien Eingangsschalter und zur anderen Hälfte das Rückstell-Flip-Flop bildet. Die ätzfesten Leiterbilder zu diesen Leiterplatten sind im «typofix-electronic-special»-Blatt Nr. 2594 («Digitaluhr und Rundenzähler, Blatt 2») enthalten. Sie entstanden zu [11] und sind im Handel erhältlich.

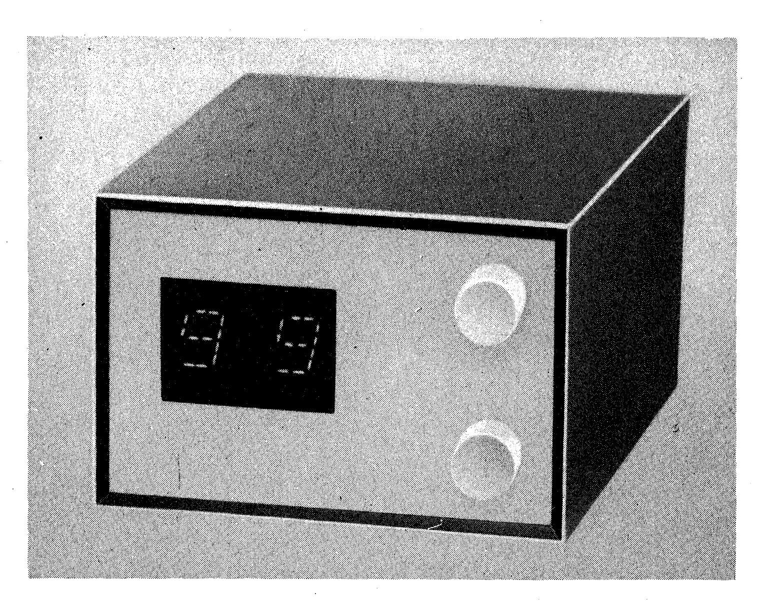


Bild 8.11 Ansicht des Zählers 0 bis 99

8.4. Quizzähler

Im Rahmen einer «Wissensstraße» wurde ein Zähler für 8 Frageplätze benötigt, der mindestens bis zu 9 Punkten einzugeben gestattet. Die Art der Verriegelung gegen Doppeleingaben und die Verknüpfung der Tasten für «richtig» und «falsch» (nur bei «richtig» wird durchgeschaltet) soll hier nicht näher erläutert werden; wen das interessiert, der benutze z. B. Prinzipien, wie sie in Abschnitt 8.8. enthalten sind.
An der Realisierung dieser Aufgabe war vor allem die störfeste Eingabe des Zählimpulses interessant. Dazu die Ergebnisse entsprechender Tests:
Bei Lichteinfall ausreichender Intensität (Beleuchtungsstärken ab etwa 10000 lx) treten auch bei Leuchtdioden unterschiedlicher Stoffkombination gut verwertbare Fotospannungen auf. Dieser Effekt wurde an einer Reihe LED-Typen aus DDR-Produktion untersucht; die Ergebnisse waren zufriedenstellend. Im folgenden dazu einige Informationen:
1. Fotospannungen in der Größenordnung, die zum Ansteuern von bipolaren Siliziumtransistoren ausreicht, wurden bei entsprechender

Helligkeit bei allen verfügbaren Typen beobachtet (*VQA 11*, *12*, *13*, *23*, *33* sowie Ziffern- und Symbolanzeigen); die äquivalenten Quellwiderstände lagen bei einigen zehntausend Lux in der Größenordnung einiger hundert Kiloohm.

2. Innerhalb eines Typs traten größere Unterschiede im Leerlauf-Spannungswert bei gleicher Beleuchtungsstärke auf. (Als Indikator wurde ein Digitalvoltmeter mit 10 MΩ Eingangswiderstand benutzt.) Gute Exemplare brachten z. B. 200 mV bei 3000 lx und 1200 mV bei 100000 lx.
3. Die als brauchbar ermittelten Exemplare ließen sich sowohl mit Tageslicht wie mit Licht von Glühlampen und Leuchtdioden aktivieren.
4. Die Weiterverarbeitung der verfügbaren «Signalenergie» setzt entsprechende Verstärkung voraus. Sofern nicht mit einem Differenzstärker gearbeitet wird, hängt dabei der Einsatzpunkt von der Basis-Emitter-Schwellenspannung des benutzten Transistors ab. Leuchtdioden sind auf Grund dieser Ergebnisse für eine Reihe von Einsatzfällen interessante Alternativen zu Fotodioden und Fototransistoren und bieten jenen gegenüber unter Umständen auch ökonomische Vorteile. Solche Einsatzfälle sind:
   - Lichtschranken,
   - lichtgesteuerte Schalter,
   - Optokoppler.

Besonders interessant ist der zuletzt genannte Fall. Mit Glühlampen auf der Steuerseite brachte die Schaltung nach Bild 8.12 das gewünschte Ergebnis. Die potentialgetrennt auf der Zählerplatte angebrachte Kombination von Lampe (6 V/0,1 A) und LED steuert ausgangsseitig einen beliebigen Si-Verstärkertransistor an. Sein Kollektorstrom wird durch einen zweiten Transistor so weit verstärkt, daß dessen Kollektorspannung zwischen «dunkel» und «hell» einen TTL-pegelgerechten Hub ausführt. (Signalstrom von etwa 1 µA ergab Kollektorspannungshub von 5 V auf 0,5 V beim eingesetzten Arbeitswiderstand). Diese beliebig langsame Änderung setzt der aus 2 NAND-Gattern gebildete *Schmitt-*

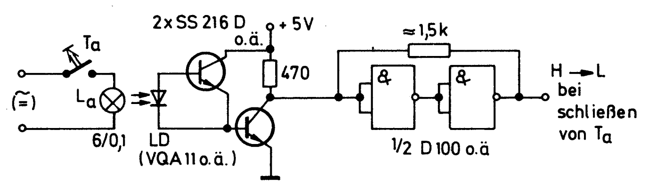


Bild 8.12 Störfreie Eingabe eines Zählimpulses über Optokoppler mit LED als Fotodiode und Schwellwertschalter als Impulsformer

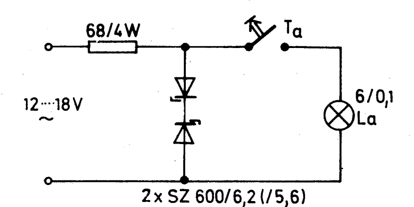


Bild 8.13
Stabilisierungsschaltung für die Lampe des Kopplers nach Bild 8.12

Trigger bei Erreichen des Schwellwerts in üblicher Weise in einen Spannungssprung um, der den Zähler um einen Schritt weiterschaltet. Störsignale auf der Steuerleitung wirken sich infolge der galvanischen Trennung und der Lampenträgheit nur aus, wenn die Lampenhelligkeit dadurch den für die LED notwendigen Mindestwert unterschreitet. Im konkreten Einsatzfall wurde daher die Steuerlampenspannung durch 2 Leistungs-Z-Dioden im Sinne von Bild 8.13 stabilisiert. Damit konnte ein Einsatzbereich von 160 bis 242 V Netzspannung erreicht werden.
Aus rationellen Gründen (der *Schmitt*-Trigger läßt sich mit einem *D 100* 2fach realisieren) wurden jeweils 2 Zähldekaden (bestückt mit *MH 7490* und *D 147*) zu einer «Doppeldekade» zusammengefaßt. Dadurch läßt sich auch statt des zweiten Optokoppeleingangs durch Verbinden von Q_D des rechten mit A des linken Zählerschaltkreises ein Zähler bis 99 realisieren. Im Unterschied zum kompakten, «3dimensionalen» Aufbau des Zählers nach Abschnitt 8.3. ist dieser Zähler flach angeordnet und damit gut z. B. für eine Wandmontage geeignet. Bild 8.14 zeigt den Stromlaufplan einer Zähldekade einschließlich Optokoppler.
Auf Grund einer später auftretenden Forderung, mit jeder Dekade von 0 bis 19 statt von 0 bis 9 zählen zu können, wurde der Dezimalpunkt mit in die Anzeige einbezogen. Sobald er aufleuchtet, wird die zweite Zehnergruppe gezählt. Aus Platz-, Stromversorgungs- und Bauelementegründen wurde dabei ein Doppel-Flip-Flop-Schaltkreis vom Typ *74 LS 112* eingesetzt (Bild 8.15). Das Prinzip dieser Zählererweiterung kann allerdings auch «ganz normal» etwa mit einem *D 172* (einmal je Dekade) realisiert werden.

8.5. Lauflicht («Wandernder Leuchtpunkt»)

Von der Schaltung nach Abschnitt 7.7. gesteuert oder auch aus einem eigenen Taktgenerator (z. B. nach Abschnitt 7.) versorgt, können 1 oder 2 4-Bit-Schieberegister z. B. für dekorative Zwecke einen wandernden Leuchtpunkt erzeugen. Die Schaltung nach Bild 8.16 ist für 2 *D 195*

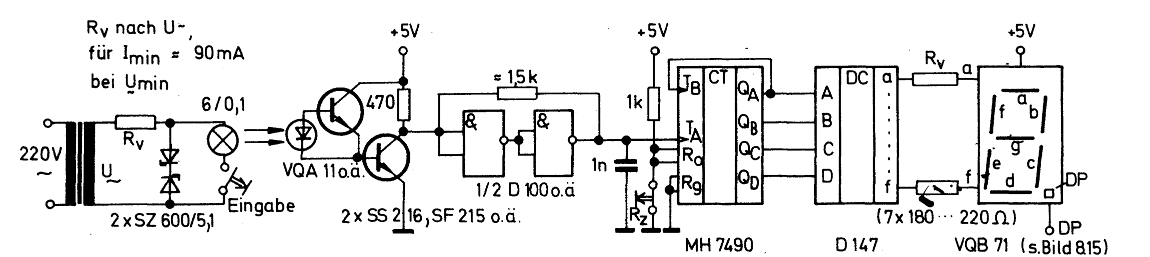


Bild 8.14 Gesamtschaltung einer Zähldekade mit *MH 7490* und mit Kopplereingang nach Bild 8.12

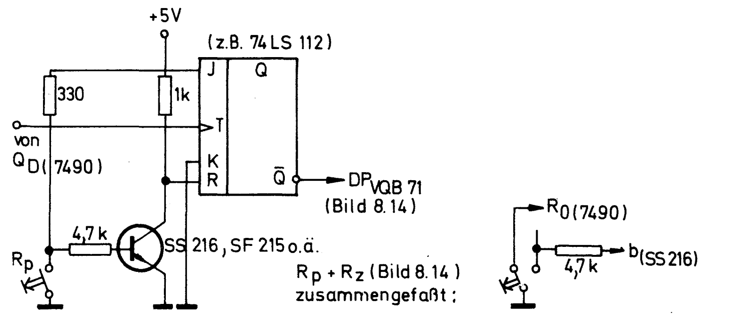


Bild 8.15 Erweiterung des Zählumfangs der Zähldekade nach Bild 8.14 auf 0 bis 19 durch Einbeziehung des Dezimalpunktes als Zehneranzeige

RG 1,2 : 2 x P 195 C
G1···G4 : 1 x P 200 C
G5 : 1 x P 230 C

⊕ f.d. Schaltkreis
⊕ 5V
RG 1
R_V ≈470Ω
D1
ES T MC Q_A Q_B Q_C Q_D
G1 G2 G3 G4 G5
≈1k
100··· 470 µ
RG2
⊖ f.d. Schaltkreis
D8
⊖

Bild 8.16
«Wandernder Leuchtpunkt» mit Taktgenerator

optimal ausgelegt, da dann der zur Verknüpfung der Ausgänge notwendige *D 130* maximal genutzt werden kann. Für kleinere Einheiten empfehlen sich Leuchtdioden. Bei größeren gewünschten Lampenleistungen, gemäß den Prinzipien von Abschnitt 7.9., sind Transistoren bzw. Transistorkombinationen erforderlich, die auch die auftretenden Lam-

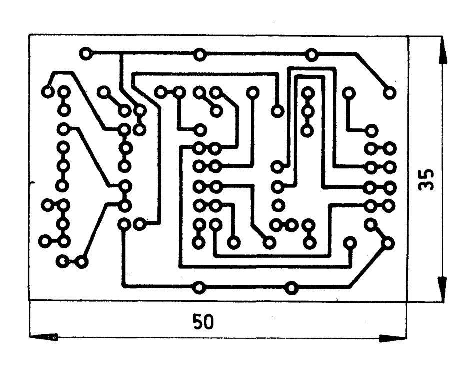


Bild 8.17
Leiterbild zur Schaltung nach Bild 8.16

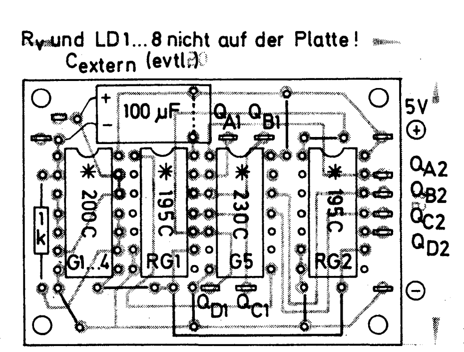


Bild 8.18
Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 8.17

pen-Kaltstromstöße aufnehmen können. Beispiel: *GD 160* eignet sich für Kaltstromstöße bis 3 A, also z. B. für 12-V-/5-W-Kfz-Lampen. Je nach Transistorverknüpfung entsteht ein umlaufender Dunkel- oder Hellpunkt. Diese z. B. für Ausstellungszwecke recht interessante Schaltung wurde um einen Taktgenerator ergänzt (s. Bild 8.16) und auf einer Leiterplatte vom Format 35 mm × 50 mm untergebracht (Bild 8.17 und 8.18). Sie läßt sich mit «typofix-electronic-universal»-Elementen leicht herstellen. Der Generator liefert etwa Sekundenimpulse.

8.6. Elektronischer Würfel

Es gibt unzählige elektronische Lösungen für die Zufallsaufgabe «1 aus 6». Am wirkungsvollsten erscheint jedoch die Umsetzung der Anzeige in das vom «echten» Würfel her gewohnte Bild. Das bedeutet nach Bild 8.19a 7 Leuchtpunkte (Leuchtdioden oder auch kleine Lampen), von denen aber nur bestimmte Kombinationen zugelassen sind. Die Wahl der Schaltung dafür wird durch viele Gesichtspunkte bestimmt. Durch einen Test mit 600 «Würfeln» konnte an der vorliegenden Schaltung z. B. nachgewiesen werden, daß die Zahlen genügend gleichwahrscheinlich erscheinen. D-Flip-Flop vom Typ *D 174* bzw. *D 274* gehörten 1980 zum Handelsangebot. Ein solcher Schaltkreis enthält 2 Flip-Flop (s. Bild 8.19b). Außer dieser Materialbasis finden sich im Bastelbeutel 8 des *VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* u. a. 4 × IS 1 (entspricht in etwa *D 100*) und 1 × IS 5 (entspricht dem Leistungsgatter *D 140*, nur mit halbem Lastfaktor). So wird die Schaltung relativ preiswert. Schließlich

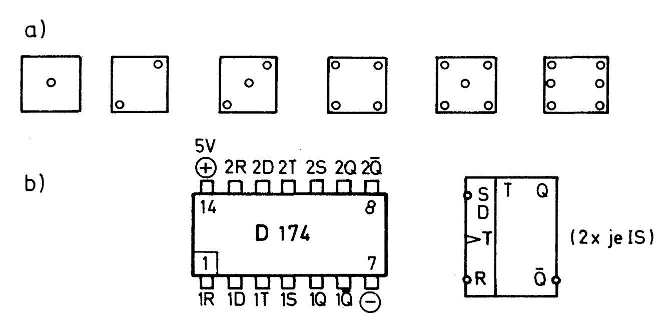


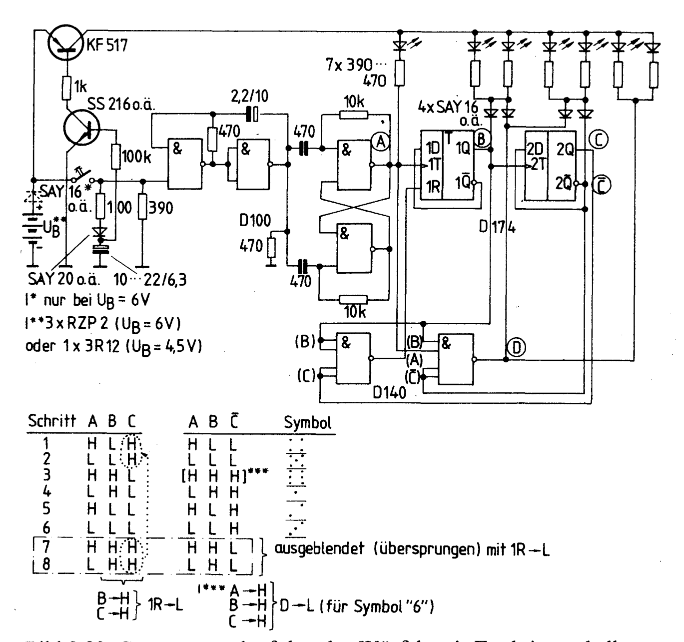
Bild 8.19 a – angestrebtes Leuchtbild für die Anzeigen von 1 bis 6; b – verwendetes D-Flip-Flop (siehe auch Bild 6.4)

werden noch 7 Leuchtdioden benötigt, am besten eignen sich die kleinen *VQA 15*, 2 Transistoren und einige Plastdioden. Bild 8.20 zeigt den Gesamtstromlaufplan. Er weist einige Besonderheiten auf.

Zählprinzip

Aus den genannten Schaltkreisen werden ein Taktgenerator (der in dieser Schaltung den Ausgangswiderstand zum Anschwingen braucht) und 3 Flip-Flop-Teilerstufen gebildet. 2 der Flip-Flop sind im *D 174* enthalten, das dritte ist ein aus 2 Gattern entstandenes «flankengetriggertes». Diese Flip-Flop-Art (sie reagiert auf die negative Flanke des Eingangsimpulses, der *D 174* dagegen auf die positive) war lange Zeit Grundbaustein so mancher Amateur-Digitaluhr. So kann – mit entsprechenden Rückführungen zur Verkürzung des Zählumfangs von 16 auf 10 – aus 2 *D 100* eine Zähldekade aufgebaut werden, die allerdings etwa 20 zusätzliche Bauelemente benötigt. Der Zähler kehrt zunächst nach 8 Eingangsimpulsen in die Anfangslage zurück.
Die erste Funktionstabelle in Bild 8.20 zeigt das Zusammenspiel der 3 Flip-Flop beim Ansteuern durch die Generatortakte. Der Tabellenbeginn wurde so gelegt, daß sich die Eingriffsstelle für die Zählweitenverringerung gut erkennen läßt. Bei den mit 7 und 8 bezeichneten Schritten haben B und C das Potential H. Über ein NAND-Gatter erhält man daraus (und für keinen anderen Schritt!) L, das dem R-Eingang (Rücksetzen, bei H/L-Flanke, d. h., Ausgang Q geht auf L, $\overline{Q}$ auf H) des Flip-Flop B zugeführt wird. Die Ausgänge dieses Flip-Flop kippen damit in die dem ersten Schritt entsprechende Lage. Erst mit der nächsten L/H-Flanke springt L von B auf H, was auch für C Um-

kippen (von H auf L) bedeutet. Damit entspricht die neue Zählfolge der ersten. Für eine sinnvolle Leuchtpunktverknüpfung wurde der Ausgang von A als Mittelpunkt gewählt (Würfelzahl 1); B liefert die 2 und C die «entgegengesetzte» 2, die also nicht allein auftreten darf. Wenn jeweils ein auf L liegender Ausgang die zugeordnete(n) Leuchtdiode(n) anregen soll, funktioniert das aber nur im Würfelsinn, wenn C invertiert (also umgedreht) wird, wie aus der zweiten Tabelle in Bild 8.20 zu ersehen ist. Das liefert «gratis» der $\overline{Q}$-Ausgang von C ($\overline{C}$). Offen bleibt dabei noch die Anzeige der 6. Dafür steht die Kombination HHH (siehe Schritt 3) zur Verfügung. Man invertiert nun mit einem weiteren NAND (mit mindestens 3 Eingängen) diese 3 H zu einem L für die Anzeige der beiden mittleren Leuchtdioden. Über Entkoppeldioden werden auch die beiden «2»-Kombinationen an diesen Ausgang geführt, der damit die Ströme von 6 (!) Leuchtdioden aushalten muß. Da an diesem Punkt kein für weitere logische Verknüpfungen notwendiges einwandfreies L erhalten bleiben muß und da außerdem ein Leistungsgatter zur Verfügung steht, ist das zulässig, wenn die Werte nach Bild 8.20 eingehalten werden. Wenn eine stabile Spannung verfügbar ist, kann durch



Schritt	A	B	C		A	B	$\overline{C}$	Symbol
1	H	L	H		H	L	L	
2	L	L	H		L	L	L	
3	H	H	L		[H	H	H]***	
4	L	H	L		L	H	H	
5	H	L	L		H	L	H	
6	L	L	L		L	L	H	
7	H	H	H		H	H	L	ausgeblendet (übersprungen) mit 1R → L
8	L	H	H		L	H	L	

B → H, C → H } 1R → L

I*** A → H, B → H, C → H } D → L (für Symbol "6")

Bild 8.20 Gesamtstromlaufplan des Würfels mit Funktionstabelle

Serienschaltung der zusammengehörenden Leuchtdioden Strom gespart werden. Bei Speisung durch eine Flachbatterie ist jedoch das Verhältnis von minimalem zu maximalem Strom (alte zu neuer Batterie) etwas hoch.

Sparschaltung

Einen solchen Würfel auszuschalten wird leicht vergessen. Da er aus Gründen der Handlichkeit netzunabhängig sein soll, wurde eine Batterie vorgesehen. Da äußere Störeinflüsse kaum zu befürchten sind und weil es nur ein «Zufallsgenerator» ist, genügen statt der strengen 5 V ± 5% hier auch die 4,5 V einer Flachbatterie. Werden 3 × RZP 2 verwendet, muß eine Seriendiode die Spannung auf TTL-zulässige Werte verringern.
Bei maximaler Anzeige fließen 70 mA, bei «1» etwa 40 mA. Dieser Strom fließt aber nach Betätigen des Startknopfes nur wenige Sekunden, dann verlischt die Anzeige wieder, und der Ruhestrom geht gegen Null. Das bewirkt die Batterie-Abschaltautomatik mit ihrer Zeitkonstanten. Beim Drücken der Taste wird der Kondensator geladen und (durch H am «Freigabeeingang») der Generator gestartet. Alle 7 Dioden flimmern. Loslassen bedeutet Stop bei einer zufälligen Zahl zwischen 1 und 6. Nun entlädt sich der Kondensator der Automatik, bis die pnp-npn-Transistorkombination wieder gesperrt ist. Für eine solche Automatik gibt es viele andere nützliche Anwendungen! Man kann relativ lange Zeiten erreichen, was beim Würfel (der aber jederzeit auch während der Leuchtdauer neu gestartet werden kann) jedoch gerade nicht erwünscht ist.

Aufbau

Die Versuchsschaltung fand auf einer Streifenleiterplatte Platz; einige Drahtbrücken und viele Unterbrechungen waren notwendig. Sinnvoller für den Nachbau erscheint eine spezielle Leiterplatte mit 2. Ebene (Leiterzüge oder Drahtbrücken) oder der Einsatz einer speziellen IS-Universalleiterplatte aus dem Handelsangebot (mit Teilverdrahtung).

Prüfung, andere Anwendungen

Das Vergrößern des Wertes des frequenzbestimmenden Kondensators im Generatorteil auf z. B. 1000 µF zu Testzwecken gibt die Möglichkeit, den Würfel ganz langsam durchlaufen zu lassen. Man kann auf diese

Weise feststellen, daß wirklich nur die Symbole für 1 bis 6 (nach Einlauf in der exakten Reihenfolge) dargestellt werden. Am ersten Gatter war keine Begrenzungsdiode für negative Nadelimpulse von der Kapazität her notwendig, da ihre Amplitude hier noch unter 0,7 V lag.
Wenn nun der Taktgenerator abgeschaltet und das Flip-Flop mit einem Kontakt angesteuert wird oder wenn man den Taktgenerator in einen *Schmitt*-Trigger verwandelt, so kann mit dieser Anordnung auch symbolhaft im Bereich von 0 bis 6 gezählt werden. Über den S-Eingang von B und den R-Eingang von C lassen sich zur Vorbereitung dazu schließlich noch die Anzeigeausgänge der beiden Flip-Flop des *D 174* auf H setzen, während der Ausgang des A-Flip-Flop gleichzeitig ebenfalls auf H gesetzt wird. Dadurch erreicht man zu Beginn der Zählung die Anzeige einer 6, da «0» nicht in diesem Zähler enthalten ist. Alle 3 Rücksetzbefehle lassen sich mit einer einzigen Taste eingeben, wenn «am Rande der zulässigen L-Eingangsspannung» mit Dioden gearbeitet wird.

8.7. Elektronischer Wissenstest «2 × 1 aus 4»

Im folgenden werden Stromlaufplan und Leiterplatte einer elektronischen Testeinrichtung vorgestellt, die sich sowohl für Wissenstests in Schule und Pionierhaus als auch für den «Heimgebrauch» im Sinne eines elektronischen Spiels einsetzen läßt. Ursprünglich für einen bestimmten Zweck entwickelt, ist sie sicherlich nur eine von vielen möglichen Lösungen. Sie hat sich jedoch inzwischen in der Öffentlichkeit buchstäblich «vieltausendfach» bewährt, so daß angesichts des großen Interesses der Schritt zur ätzfesten «typofix-electronic-special»-Folie für die Selbstherstellung der Leiterplatte getan wurde. Das bedeutet, daß die vorgestellte Anlage mit einem Minimum an individuellem Zusatzaufwand und – was die Leiterplatte betrifft – bei richtiger Bestückung fehlerfrei jederzeit nachgebaut und damit nachgenutzt werden kann.

Ablauf-Funktion

Die Bestückung der Leiterplatte läßt folgenden Funktionsablauf zu, der für einfachere Einrichtungen sinngemäß auch bezüglich der Bauelemente verringert werden kann:
- Einschalten der 1. Anzeige (z. B. Markierungsleuchte zur ersten Frage oder auch Einschalten eines Dia-Betrachters); Einschalten durch Startknopf oder Trittschalter.

- Dabei startet automatisch ein «Timer», der die Antwortzeit auf (im Muster) etwa 45 s begrenzt.
- Quittieren einer in dieser Zeit mit Taste oder Sensor eingegebenen Antwort (auf einem 4-Eingangs-Aggregat wird nur bei einer von 4 möglichen Eingaben – je nach Programmierung durch Verknüpfen der Eingänge mit den Eingabetasten – eine richtige Antwort akzeptiert) durch «richtig» oder «falsch»; diese Ausgabe wird gespeichert bis zur Gesamtlöschung. Bei einer richtigen Antwort leuchtet eine grüne oder gelbe, bei einer falschen eine rote Leuchtdiode auf.
- Automatische Registrierung einer innerhalb der Timerzeit nicht gegebenen Antwort als «falsch» über die dem Prüfschritt zugeordnete rote Leuchtdiode.
- Automatisches Weiterschalten auf die zweite Frage (2. Lampe oder 2. Diabetrachter) entweder bei Eingabe einer (richtigen oder falschen) Antwort oder nach Ablauf der im Timer vorprogrammierten Zeit.
- Automatischer Start eines zweiten Timers analog dem ersten. Gleichzeitig wird der zum ersten Abschnitt gehörende Schaltungsteil gegenüber «Mogelkorrekturen» verriegelt.
- Quittieren der über die gleichen 4 Eingaben (die also für die erste und für die zweite Frage mit je einer Antwort belegt sind!) eintastbaren Antwort mit «richtig» oder «falsch» durch ein zweites Leuchtdiodenpaar bzw.
- wiederum automatisches Registrieren einer in der Zeit von Timer 2 nicht gegebenen Antwort als «falsch».
- Automatisches Abschalten des zweiten Fragesignals (Lampe oder Dia) bei Eingabe der Antwort oder nach Ablauf der Zeitspanne von Timer 2.
- Automatisches Verriegeln auch des zweiten Abschnitts gegen weitere Eingaben.
- Die Antwortsignale bleiben auch nach Verlassen der Einrichtung zu Registrierzwecken gespeichert, bis sie über eine Reset-Taste gelöscht werden.

Die Leiterplatte ist für die Aufnahme von Schnittstellen-Transistoren vorbereitet (Pufferstufen, s. Bild 8.19b), von denen aus – z. B. über eine Optokopplung – die Punktinformationen einem Zentralspeicher bzw. einem Zähler zugeführt werden können.

Realisierung

Zentraleinheit ist die 95 mm × 170 mm große Leiterplatte, von der für umfangreichere Einrichtungen (z. B. mehrere Schwierigkeitsgrade par-

allel auf einer Prüfeinrichtung) bis zu 3 Platten zu einem Tester zusammengefaßt werden können. Für diesen Einsatzfall enthält die Leiterplatte Fernsteuertransistoren, die sich zum einen von einer Schaltzentrale und zum anderen (für die jeweils mittlere Platte) von den beiden anderen Platten sperren bzw. öffnen lassen. Diese spezielle Art, die 12-V-Versorgung und damit die Anzeige-Steuerrelais selektiv zu aktivieren, ergab sich aus der speziellen Gestaltung des Steuerpults der relativ komplexen Einrichtung, in der die ersten Leiterplatten dieses Typs eingesetzt wurden. Dort waren Kippschalter mit Ruhestellung vor-

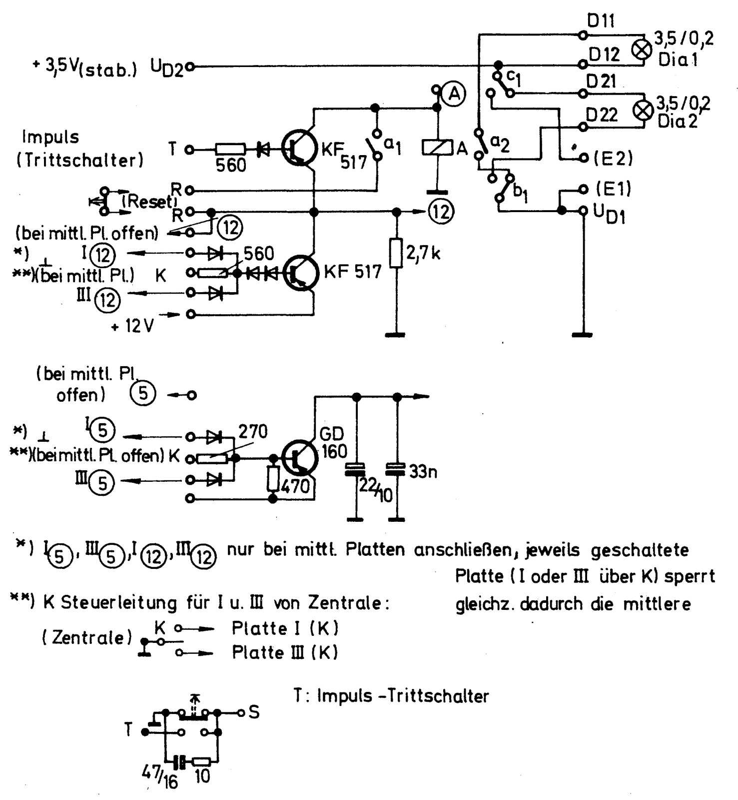
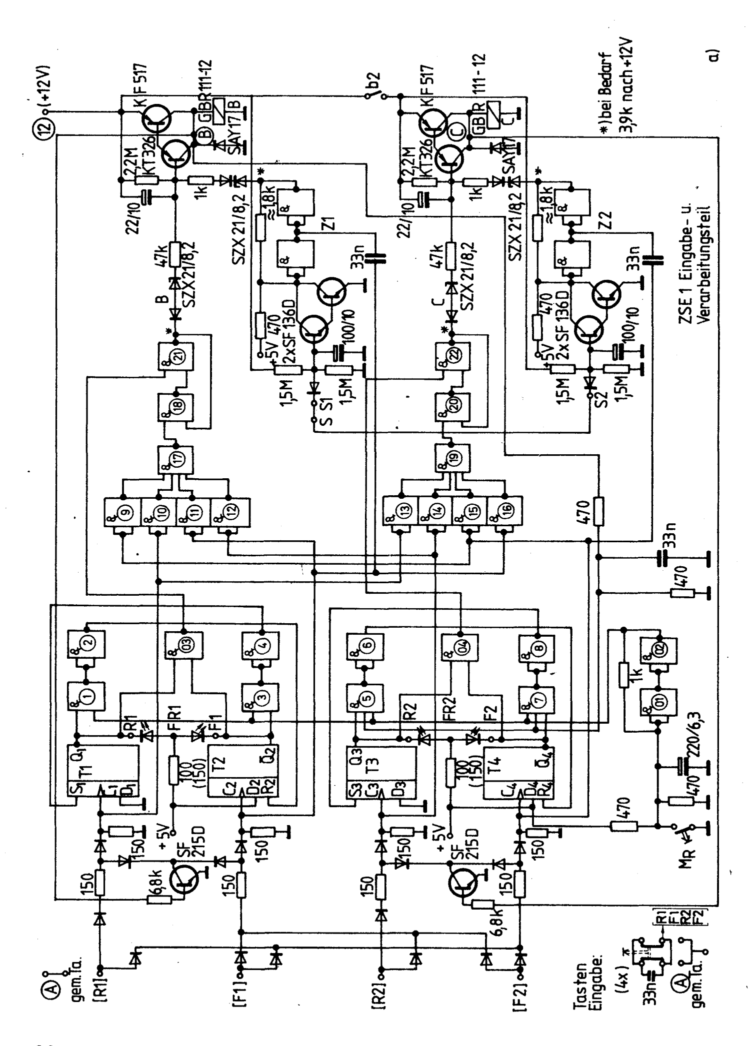


Bild 8.21 Auf den Leiterplatten enthaltene Steuerschaltungen für Plattenauswahl (rechts – links – Mitte; die beiden äußeren Platten – I und III – steuern II, die mittlere) und Trittschaltereingabe sowie Verknüpfung der Relaiskontakte

gesehen. Dadurch mußten die zu einer Testeinrichtung gehörenden 3 Leiterplatten folgendermaßen angesteuert werden:
Bei Schaltermittelstellung bleiben linke und rechte Platte gesperrt. Diese Information wertet die mittlere Platte als Ein-Signal, so daß ihr 12-V-Steuertransistor die 12-V-Versorgung durchschaltet. Wird nun im speziellen Fall die Einrichtung betreten, so startet – durch den Trittschalter



ausgelöst – diese mittlere Platte. Für diesen automatischen Start mit anschließender Selbsthaltung wurde in die 12-V-Versorgungsleitung ein zweiter Transistor mit Selbsthaltung über ein «A»-Relais eingefügt, so daß der Trittschalter (oder auch z. B. eine Lichtschranke, die man beim Annähern an den Tester durchbricht!) nur einen Startimpuls liefern muß.

Diese Einzelheiten einschließlich Dia-Steuerung und Trittschalterbelegung wurden in Bild 8.21 zusammengefaßt. Außer Trittschalterteil und Dialampen befinden sich diese Schaltungsteile mit auf der Leiterplatte. (Der Ruhekontakt des Trittschalters sorgt für im Ruhezustand stets entladene Timer-Kondensatoren, um eine schnell aufeinanderfolgende Benutzung zu gewährleisten.)

Auch für die Eingabe selbst wurden Impulse benutzt. Das schließt Doppeleingaben aus. Im linken unteren Teil von Bild 8.22 ist die entsprechende Beschaltung nichtrastender Miniatur-Schiebetastenschalter für diesen Zweck dargestellt. Die Kondensatoren werden bei zurückkehrender Taste automatisch entladen und stehen danach sofort für die nächste Eingabe bereit. In der ersten Anlage dieses Typs hatten diese Tasten (es sind auf 5 Prüftafeln je 3, also insgesamt 15 Tastensätze zu je 4 Tasten im Einsatz) zum Manuskriptzeitpunkt bereits je etwa 10^5 Betätigungen ohne Störung hinter sich, so daß der Austausch durch Sensoreingaben nicht zwingend notwendig erscheint. Man bedenke dabei, daß an den Übergangswiderstand in dieser Betriebsart nur geringe Anforderungen gestellt werden. Die Schaltspannung wird vom A-Relais abgeleitet, es läßt sich also nicht (versehentlich) schon eintasten, wenn (unter Umgehen des Trittschalters) auf Grund der an der angewählten Platte schon anliegenden 5-V-Versorgung die TTL-Logik bereits aktiv ist.

Die 4 Eingänge sind nach Bild 8.22 so belegt, daß dem obersten Eingang die richtige Antwort für die erste und dem dritten die für die zweite

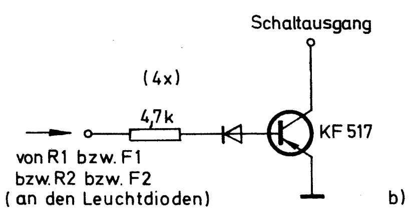


Bild 8.22 a – Gesamtstromlaufplan der Leiterplatte (ohne extern wirkendes Relais dargestellt, s. Bild 8.21!), links unten Tasteneingabeschaltung (A siehe Bild 8.21!); b – Pufferstufe bei Übergang auf äußere Speicher oder Zähler (4 × je Platte)

Frage zugeordnet ist. Die Betätigung aller anderen Eingänge (also z. B. auch des ersten, wenn die zweite Frage aktiviert wurde) führt zur Anzeige «falsch» im jeweiligen Frageteil. Das läßt sich aus der Verknüpfung der Eingangsdioden erkennen. Um nicht auf jedem Tastensatz diese Reihenfolge zu wiederholen, genügt es, die Tasten willkürlich in anderer Reihenfolge mit den Eingängen zu verdrahten.
Bei einer Anlage mit nur einer Leiterplatte kann man z. B. auch über einen (4 × 3)-Drehschalter 3 Varianten einbauen, allerdings stets mit der entsprechenden anderen Belegung der zur Auswahl stehenden Antworten an den einzelnen Tasten!
Jeder Antwortkanal besteht eingangsseitig aus 2 D-Flip-Flop, die in einem *D174* oder *D274* oder auch in einem *K 155 TM 2* enthalten sind. Die Ausgänge sind gleichzeitig mit den Anzeige-Leuchtdioden belegt. Beim Einschalten der 5-V-Versorgung wird innerhalb der Gatterverknüpfung im Eingangsteil dafür gesorgt, daß die 4 Flip-Flop ihren definierten Anfangszustand einnehmen (d. h., die mit den Leuchtdioden belegten Ausgänge liegen auf H).
Die weiteren Gatter, für die die Erläuterung aller Wirkabläufe in diesem Rahmen zu viel Platz beanspruchen würde, übernehmen das Umschalten der Flip-Flop, das Weiterreichen der Schaltinformation auf die Dia-Relais und das Fortschalten auch bei Auslösung durch die Zeitschalter (s. Rückführung mit je 33 nF von den Schwellwertschaltern Z 1 und Z 2). Von den Punkten B und C aus schließlich werden 2 Transistoren geöffnet, die – unabhängig, ob durch Eingabe oder durch Zeitschalter weitergeschaltet wurde – eine zweite Eingabe in den bereits «abgelaufenen» Kanal zuverlässig verhindern. Es soll nicht ausgeschlossen werden, daß sich der Aufwand für die Gesamtschaltung noch verringern läßt, doch darf man sich dabei nicht eine Verminderung des Funktionsumfangs einhandeln!
Um die Anlage neu zu aktivieren, müssen die beiden Reset-Schalter betätigt werden (Bild 8.21: Öffner, in Bild 8.22: M_R – Schließer). Sie wurden sinnvollerweise auf einer einzigen, ebenfalls nichtrastenden Taste zusammengefaßt.

Hinweise für die Inbetriebnahme

Neben dem Umstand, daß bei den verwendeten Basteltypen des *GBR 111-12* eine Ausfallquote von etwa 10 % zu verzeichnen war (schon vor dem Einsatz defekt – daher unbedingt vorher prüfen!), sind noch 2 Fehlerursachen zu beachten: Zum einen stellte sich bei den benutzten Gatterschaltkreisen aus dem Bastelbeutel 8 heraus, daß sich unter der

Farbmarkierung eines *D 110* zweimal ein *D 100* verbarg und in einem Falle sogar ein *A 110*. Zum anderen sind die zur Pegelanpassung notwendigen Z-Dioden unbedingt auf scharfen Kennlinienknick bei kleinen Strömen (Größenordnung Steuerstrom der Ausgangs-*Darlington*-Stufen) zu testen, sonst schaltet die Einrichtung «unerklärlicherweise» schon kurze Zeit nach dem Einschalten weiter, ohne daß eine Taste betätigt worden oder die Timerzeit abgelaufen ist. Als einen sehr brauchbaren Ausweg aus der Z-Dioden-Situation kann empfohlen werden, den äußerst scharfen Knick auszunutzen, den die Emitter-Basis-Dioden von Silizium-Kleinleistungstransistoren beispielsweise der Typengruppe *SF 215* auch bei sehr kleinen Strömen im Bereich von 7 V Sperrspannung aufweisen. 1 oder 2 Si-Dioden in Durchlaßrichtung in Serie dazu führen wieder zur erforderlichen Gesamt-Z-Spannung. Man kann sie leicht noch leiterseitig unterbringen.
Während die Gesamtschaltung des Testers von den Einsatzbedingungen abhängt und damit nicht Gegenstand dieser Broschüre sein kann, beschränkt sich die Hauptarbeit auf die Bestückung und externe Verdrahtung der Leiterplatte. Für die Leiterplatte steht, wie schon erwähnt, ein entsprechendes «typofix»-Blatt zum Aufreiben des ätzfesten Leiterbildes auf kupferkaschiertes Basismaterial zur Verfügung. Aus Formatgründen konnte die Platte nicht bis zur Randkontur dargestellt werden. Man schneide also die Halbzeugplatte auf jeden Fall auf 170 mm Länge; die Mittelpunkte der 8 auf der Eingangsseite liegenden Lötaugen sind dann 5 mm und die 15 auf der Ausgangsseite liegenden 7,5 mm vom jeweiligen Rand entfernt. Die Befestigungslöcher haben je 5 mm Abstand von jedem zugeordneten Rand. Bild 8.23 zeigt den Bestückungsplan der Platte; eventuelle Unklarheiten zu der Folienerläuterung lassen sich sicherlich durch das (hier spiegelbildlich) sichtbare Leiterbild beseitigen.
Man beginnt das Bestücken mit den Drahtbrücken und läßt die Widerstände und danach die Schaltkreise folgen. Dioden, Transistoren und Relais werden am Schluß eingesetzt. Zu welchem Zeitpunkt man die Stecklötösen einsetzt, richtet sich stark nach dem Werkzeug dafür. Es ist günstig, z. B. «ebenenweise» zu bestücken, da sich im Extremfall dann zunächst alle Drahtbrücken und danach alle Widerstände auf einmal einsetzen lassen. Danach legt man eine Gummiplatte o. ä. auf diese Seite, dreht die Platte um und kann nun – wenn die Platte etwas angedrückt wird – die Widerstandsanschlüsse kürzen und anlöten (am besten gruppenweise). Die Lötösen als relativ hohe Teile würden dann jedoch erst fast am Schluß an der Reihe sein. Das bringt Einsatzprobleme und gefährdet andere Bauelemente, es sei denn, man verfügt über ein ganz spezielles, schmales Einsetzwerkzeug.

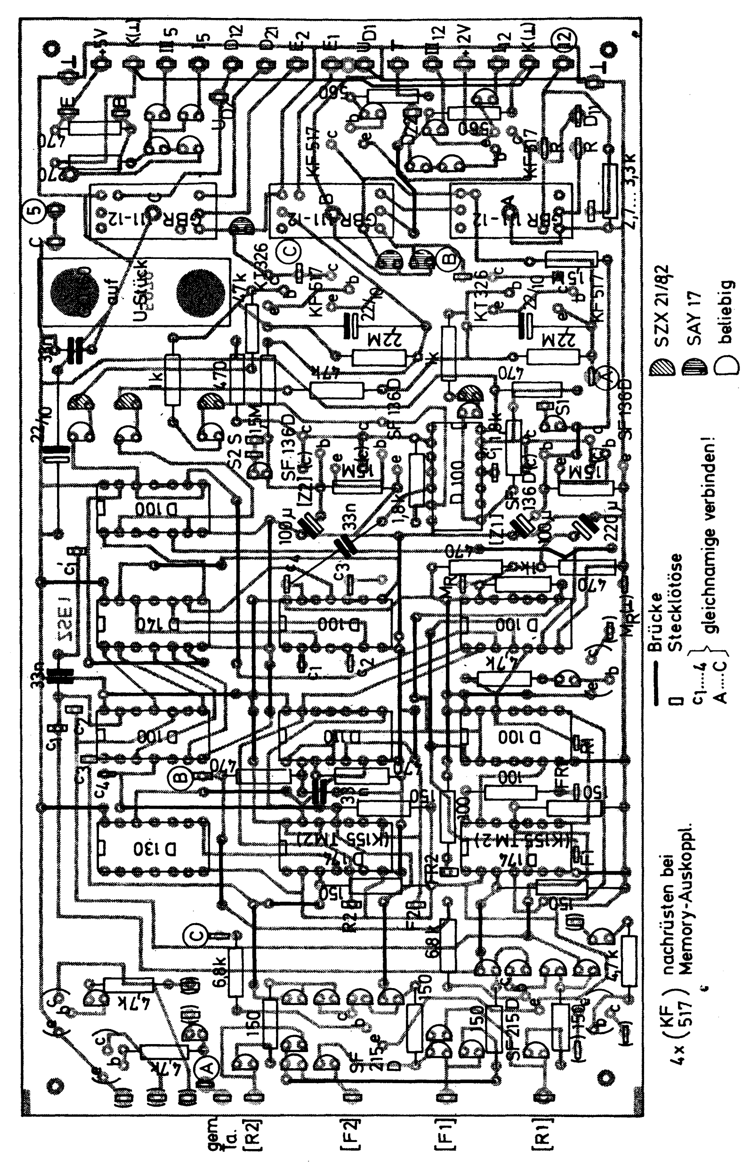


Bild 8.23 Bestückungsplan der Leiterplatte zum Wissenstest «2 × 1 aus 4» (*typofix*-Folie Blatt 3079!)

Stromversorgung

Je Platte benötigt man etwa 100 mA bei 12 V und 250 mA bei 5 V. Beide Spannungen sind mit ±5 % ausreichend stabilisiert, so daß man also mit gegebenenfalls durch Seriendioden in der Spannung angepaßten Z-Dioden im Basiszweig von Leistungstransistoren auskommt. Wird nur eine einzige Einheit benutzt, reicht also durchaus ein Klingeltransformator aus (1-A-Typ, 12 V durch Verdoppeln gewinnen und stabilisieren). Beim Einsatz von Dia-Betrachtern und noch dazu innerhalb größerer Anlagen, wie sie etwa für Schulen und Pionierhäuser sinnvoll sind, ist ein entsprechend leistungsfähiger Netzteil geboten, in dem auch die Lampenspannung stabilisiert werden sollte. Das erhöht die Lebensdauer der Lampen unter Umständen beträchtlich!
Bild 8.24 zeigt als Beispiel die Stromversorgung für eine Anlage mit 5 Testern (zu je 3 Strecken, wovon aber jeweils nur eine «aktiv» ist). Die Beschaltung der Sekundärseite ergab sich daraus, daß bereits ein fertig gewickelter Transformator zur Verfügung stand, der der Aufgabe angepaßt werden mußte. Dieses Bild ist daher nur als Anregung für eine mögliche Realisierung größerer Anlagen zu verstehen.

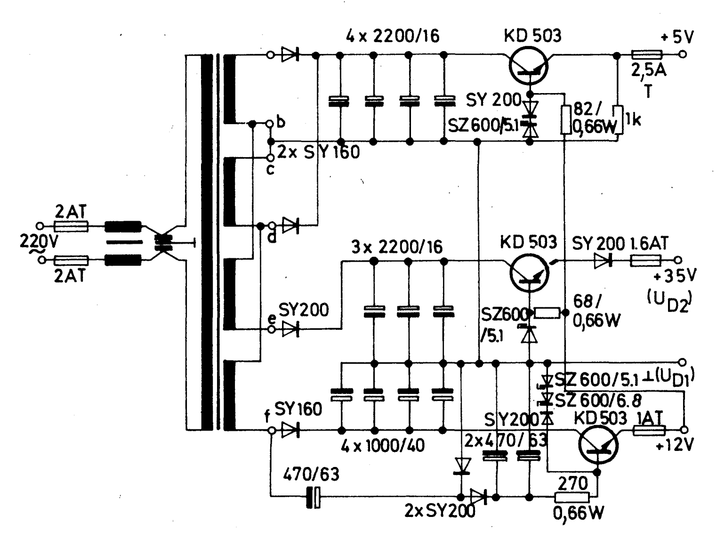


Bild 8.24 Netzteil des Funktionsmusters für 15 Platten (5 Fragenkomplexe in 3 Schwierigkeitsgraden); +35 V soll +3,5 V heißen!

9. Funktionstests an Schaltkreisen

Am Beispiel der Prüfung von Gatterschaltkreisen sollen einfache Testmöglichkeiten für noch nicht eingesetzte bzw. ausgelötete Schaltkreise erläutert werden.
Der Test läßt sich besonders rationell gestalten, wenn eine Schaltkreisfassung verfügbar ist. Man kann sie eventuell auch aus dreipoligen Transistorfassungen zusammenstellen (Bild 9.1). Die Ränder sind so weit abzufeilen, daß zwischen benachbarten Anschlüssen wieder 2,5 mm Abstand bestehen. Anschließend klebt man je 2 ganze und eine in der Mitte geteilte zusammen und setzt sie in 7,5 mm Abstand ein.

Erster Prüfschritt

Bild 9.2a zeigt, wie einfach man testen kann, ob ein Gatter funktioniert. Die Voraussetzung erscheint etwas gewagt, denn der Gatterausgang wird in dieser Schaltung in der Richtung belastet, die eigentlich nur für 0,4 mA bei der D 10-Reihe vorgesehen ist. Die (nur kurzzeitig zu empfehlende) höhere Belastung des oberen Zweiges der Ausgangsstufe ist jedoch für Prüfzwecke zulässig, solange nicht die Erwartung besteht, daß nun am Ausgang noch deutlich H erscheint.
Die Spannung an der (roten) Leuchtdiode wird, ihrer Kennlinie entsprechend, unter 2 V liegen, wobei maximal etwa 15 mA fließen können, wenn U_S nach Vorschrift 5 V beträgt. Das ist bedingt durch den integrierten Kollektorwiderstand des oberen Zweiges der Ausgangsstufe, der dabei schon mit etwa 30 mW belastet wird. Vom Hersteller besteht daher

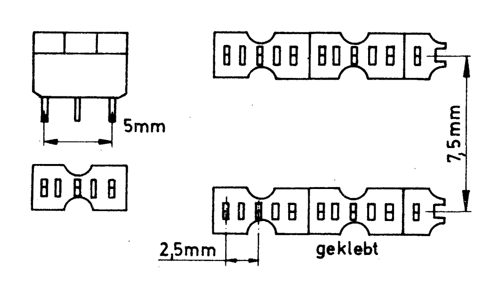
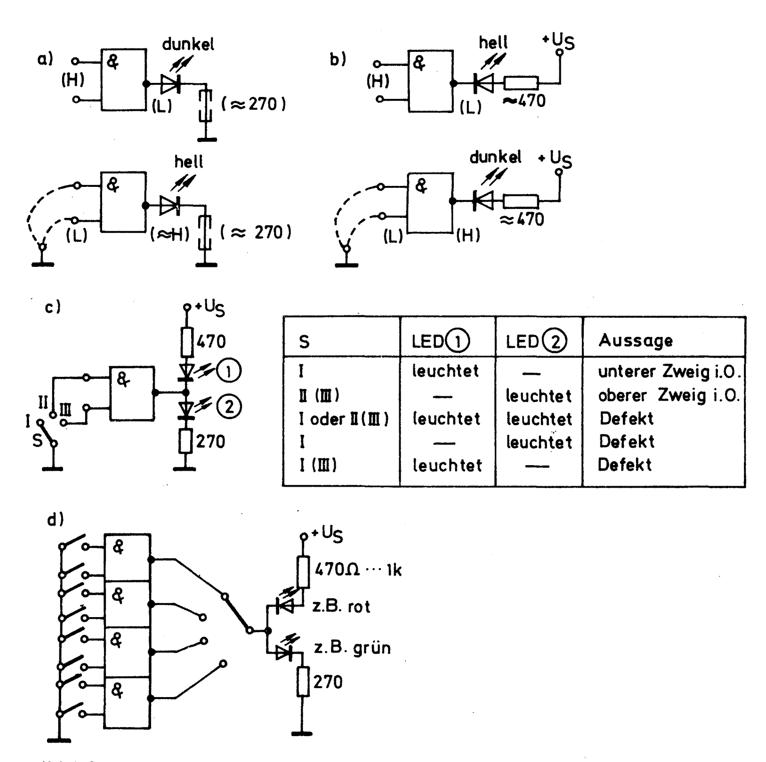


Bild 9.1
Schaltkreisfassung aus Transistorfassungen

die Vorschrift, daß bei einem möglichen Kurzschluß am Ausgang nur jeweils ein einziges Gatter betroffen sein darf.
Bei der D20-Reihe darf darüber hinaus ein solcher Kurzschluß höchstens 1 s dauern. Dort ist der Widerstand auch wesentlich kleiner, so daß in ihm erheblich mehr Wärmeleistung entsteht. In der Testschaltung nach Bild 9.2 kann man aber den Schaltkreis weiter entlasten, wenn die Leuchtdiode einen Vorwiderstand erhält, etwa 270 Ω, so daß im Widerstand des Schaltkreises nur noch etwa 10 mW umgesetzt werden.
Verzichten sollte man auf diesen Test jedenfalls nicht, denn er sagt – zumindest qualitativ – aus, ob die «Oberseite» der Ausgangsschaltung in Ordnung ist. Beim Gatterschaltkreis *D 103 (D 126, D 201)* allerdings



S	LED①	LED②	Aussage
I	leuchtet	—	unterer Zweig i.O.
II (III)	—	leuchtet	oberer Zweig i.O.
I oder II (III)	leuchtet	leuchtet	Defekt
I	—	leuchtet	Defekt
I (III)	leuchtet	—	Defekt

Bild 9.2 Gattertests;
a – LED leuchtet bei L am Eingang, b – LED leuchtet bei H am Eingang, c – kombinierter Test, s. Tabelle im Bild!, d – kombinierter Test mit Gesamtbeschaltung für die 4 Gatter eines *D 100*

bleibt die Leuchtdiode dunkel. Das zeigt jedoch keinen Fehler an – in diesem «open collector»-Schaltkreis fehlt die obere Seite, was für spezielle Zwecke von Nutzen ist. Während man nämlich Gatter vom *D 100*-Typ ausgangsseitig nicht verbinden darf, da dann ein auf H liegendes Gatter im Ausgang eines auf L liegenden einen Kurzschluß vorfindet, passiert dabei beim *D 103* nichts. Um seinen Ausgang (wenn der untere Transistor von der übrigen Schaltung gesperrt wird) auf «H» zu «ziehen», braucht man dann einen richtigen Widerstand «mit 2 Beinen», der zwischen Ausgang und Plus zu löten ist.

Zweiter Prüfschritt

Nach Bild 9.2 kann nun getestet werden, ob auch der untere Ausgangstransistor des Gatters funktioniert. Jetzt ist der Vorwiderstand für Schaltkreis und Diode «lebenswichtig». Er sollte zwischen 470 Ω und 1 kΩ betragen. Anderenfalls liegt nur die Kollektor-Emitter-Strecke des unteren Transistors im Stromkreis!

Prüfaufbau

Bild 9.2 zeigt eine Gesamtprüfschaltung und ihre möglichen Reaktionen. Sparsamer ist – und auch wegen der Gesamtbelastung sinnvoll – ein Test in Einzelschritten. Man kommt dann mit einer einzigen Fassung

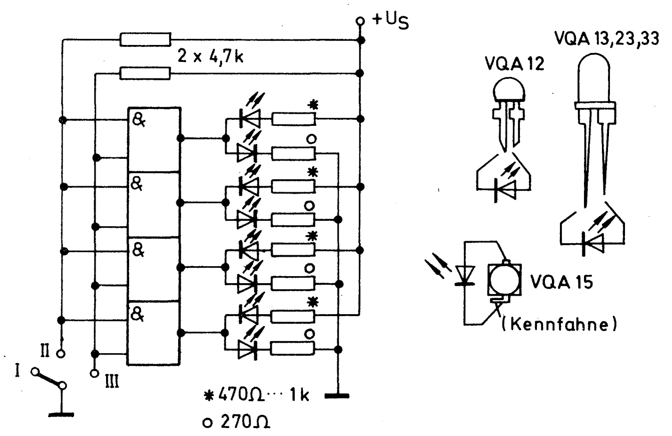


Bild 9.3 Für größere Mengen von *D 100* o. ä. sinnvolle Testeinrichtung

und mit einer Leuchtdiode aus, benötigt aber lösbare Verbindungen oder Prüfschnüre und Taster o.ä. (Bild 9.2d). Arbeitsgemeinschaften mit größerem IS-Bedarf bauen sich für die «gängigsten» Typen jeweils eine Prüfvorrichtung.
Bild 9.3 zeigt am Beispiel des *D 100* eine mögliche «komfortable» Prüfanordnung, die man für andere Typen sinngemäß variieren kann. Verwendet werden entweder für L und H verschiedenfarbige Leuchtdioden, oder man setzt die ins 2,5-mm-Raster passenden *VQA 15* direkt an den Schaltkreisausgängen ein. Mit einem «langsamen» Taktgenerator lassen sich die Gatter sogar automatisch umtasten.

Prüfung mit Meßinstrument

Bild 9.4 zeigt, wie ein Gatterschaltkreis «antwortet», wenn man ihn mit einem Vielfachmesser (z.B. 20 kΩ/V) «befragt» (im Beispiel wieder *D 100*). Sind also alle (!) Eingänge eines Gatters unbeschaltet, so mißt man an ihnen etwa 1,5 V. Bei L hat der betreffende Ausgang (wenn er ebenfalls nirgends angeschlossen ist) meist nur einige zehn Millivolt, und bei H mißt man etwa 3,5 V. In der Schaltung kann L ohne weiteres – je nach Belastung – bis z.B. 0,4 V «hochgehen», und H darf auf 2,4 V sinken, ohne daß die Schaltung ausfällt.
Unerklärbar scheinende Effekte in Digitalschaltungen, d.h. plötzliches selbständiges Ändern von Zuständen, sind meist auf Störimpulse zurückzuführen, die von unbeschaltet gebliebenen Gattereingängen herrühren. Daher empfiehlt es sich, in Schaltungen nicht benötigte Eingänge entweder mit benutzten oder über einen Widerstand von 4,7 kΩ mit $+U_S$ (also 5 V) zu verbinden.
Schaltkreise komplexerer Funktion, wie Flip-Flop, Zähler, Decoder, prüft man am besten in einer Anwendungsschaltung. Es empfiehlt sich also z.B., auf je eine der verschiedenen in dieser Broschüre vorgegebenen Leiterplatten eine Fassung zu montieren, in der jeder Schaltkreis vor dem endgültigen Einbau getestet werden kann. Es ist aber auch möglich,

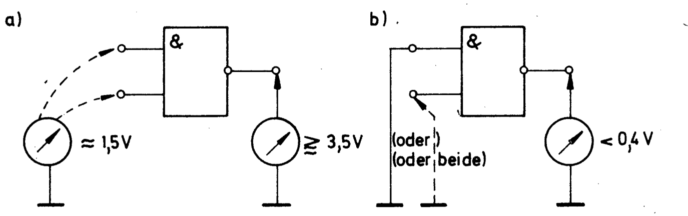


Bild 9.4 Gattertest mit Instrument

eine universelle Prüfeinrichtung anzufertigen, für die man z. B. mit Hilfe von gelochten Prüfkarten schnell die erforderlichen Verbindungen herstellen kann. Eine solche Einrichtung sollte auf jeden Fall einen möglichst in der Frequenz noch einstellbaren Taktgenerator sowie eine (mit Flip-Flop) entprellte Taste für einen «Handtakt» enthalten. Mit einem Umschalter wird die jeweils gewünschte Betriebsart eingestellt.
Als Beispiel zeigt Bild 9.5 die Prüfung von D-Flip-Flop *D 174* mit einem langsamen Takt. Das Flip-Flop ist als Frequenzteiler geschaltet; die Eingänge R und S sind über Widerstände an Plus gelegt. Durch den langsamen Takt zeigen die an Q und $\overline{Q}$ angeschlossenen Leuchtdioden (man kann die aufreihbare *VQA 15* direkt an der Fassung an den betreffenden Anschlüssen anordnen) die einwandfreie Funktion des Prüflings durch eine «erwartungsgemäße» Blinkfolge. Sie bleiben bei L bzw. H stehen (also die $\overline{Q}$ oder Q zugeordnete Diode leuchtet dauernd), wenn man gemäß Funktionstabelle jeweils einen der Eingänge R und S vorübergehend an Masse legt.

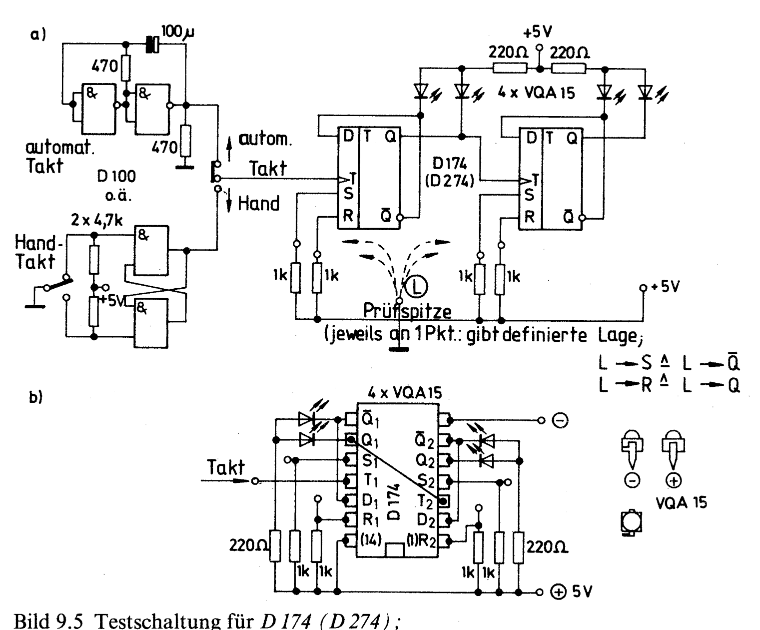


Bild 9.5 Testschaltung für *D 174 (D 274)*;
a – Gesamtstromlaufplan der Schaltung mit wahlweisem Handtakt (Einzelschritte) oder Taktgenerator, b – Sockelbeschaltung mit *VQA 15* direkt an den Anschlüssen

10. Stromversorgung

Schaltkreishersteller garantieren die einwandfreie Funktion ihrer Erzeugnisse nur in einem bestimmten Spannungs- (und Temperatur-) Bereich. Kurzzeitige Überschreitungen zerstören den Schaltkreis nicht, wenn sie unter den angegebenen Grenzwerten liegen. Der Betrieb mit niedrigerer Spannung ist für TTL-Schaltkreise zwar unschädlich, ergibt aber mindestens eine verminderte Störfestigkeit. Außerdem kann von positiven Erfahrungen an einem Exemplar nicht auf andere geschlossen werden. Der beschriebene Würfel ist insofern auch eine gewisse Ausnahme.
Für TTL-Schaltkreise liegen die absoluten Grenzwerte der Betriebsspannung bei 0 V und bei +7 V. Während der Schaltkreis bei 0 V nicht funktioniert, kann er oberhalb 7 V schnell zerstört werden.
Für die Eingangsspannung ist der Bereich —0,8 V bis +5,5 V erlaubt; bei möglichen Spannungen unter —0,8 V (z. B. Kondensatorumladungen u. ä.) sind Dioden gegen Masse (Katode am Eingang) und für den maximal zulässigen Diodenstrom ausreichende Begrenzungsvorwiderstände vorzusehen.
Zwischen 4,75 V und 5,25 V liegt der normale, garantierte Arbeitsbereich von TTL-Schaltungen. Die Spannung einer 5-V-Quelle muß also bei Eingangsspannungs- und Ausgangsstromschwankungen sowie im Einsatztemperaturbereich bis auf höchstens ±5 % konstant bleiben. Das 220-V-Netz darf um 15 % nach unten und um 10 % nach oben von 220 V abweichende Spannungen liefern. Diese Änderungen muß das Netzteil also auffangen, und die von seinem Innenwiderstand bedingte Spannungsänderung bei Laststromänderung muß noch innerhalb der genannten Grenzen liegen. (Es empfiehlt sich, einen den kurzzeitigen Strombedarf der Schaltimpulsnadeln beim Umschalten eines Gatters zwischen L und H deckenden Keramikkondensator von wenigstens 10 nF dicht an jeden Schaltkreis zwischen Plus und Minus zu legen, wenn man nicht Opfer «unerklärlicher» Reaktionen der Schaltung werden will. Außerdem sollte man wenigstens immer je 5 Schaltkreisen einen Elektrolytkondensator von etwa 10 µF zuordnen, auch, wenn das die vorgegebenen Schaltbilder infolge der Darstellungsweise ohne Stromversorgungsanschlüsse nicht enthalten!)
Schließlich ist der unter Amateurbedingungen allerdings meist relativ kleine Umgebungstemperaturbereich zu berücksichtigen, da besonders die Halbleiterbauelemente eines Regelteils temperaturabhängige Werte

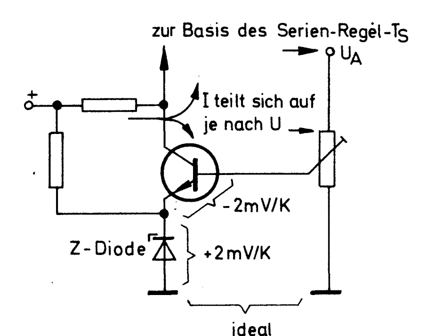


Bild 10.1
Übliche Schaltung des Verstärkertransistors für Serienregler: Der am Potentiometer abgegriffene Teil der Ausgangsspannung wird mit der Z-Dioden-Spannung verglichen. Je nach Größe der Abweichung zwischen Teilspannung von U_A und $U_Z + U_{BE}$ entzieht der Transistor dem Serientransistor Basisstrom

aufweisen. Man muß sie nach Möglichkeit «kompensieren». Hat also z. B. eine Bezugsspannungsquelle («Referenzdiode», Z-Diode) einen positiven Temperaturkoeffizienten (TK in mV/K ausgedrückt), so sollte er gerade so liegen, daß man damit den negativen TK der Basis-Emitter-Spannung des meist mit ihr «zusammenspielenden» Transistors ausgleichen kann (Bild 10.1).
Dieses Heft ist keine Broschüre über Stromversorgung. Daher sollen nur einige Mindestinformationen gegeben werden, die vielleicht zum Studium weiterführender Literatur anregen (u. a. wurden zahlreiche Netzgeräte in der Zeitschrift *FUNKAMATEUR* veröffentlicht). Auch im *Großen Bauplan-Bastelbuch* [14] werden Stromversorgungsfragen behandelt.
Es hängt stark vom Schaltungsumfang, also vom Gesamtstrombedarf ab, welcher Aufwand getrieben werden muß. Im «Wissenstest» nach Abschnitt 8. wird z. B. eine Stromversorgungseinheit beschrieben, die außer der TTL-Spannung noch andere Betriebsspannungen liefert. Das gewählte Prinzip ist noch relativ einfach. In der Reihenfolge nach Strombedarf der Schaltung bzw. auch nach Konstanz des Regelteils geordnet, sind folgende Fälle zu unterscheiden:

- Batteriebetrieb (Bild 10.2); für Ströme bis etwa 100 mA (Kurzzeitbetrieb): 3 × RZP 2 mit Seriendiode zur Begrenzung auf etwa 5,2 V (bei etwa konstanter Stromentnahme auch mit kleinem Vorwiderstand

  $$R \approx \frac{U_B - 5\,V}{I},$$

  jedoch mit wenigstens 2200 µF/6,3 V hinter diesem Widerstand gegen

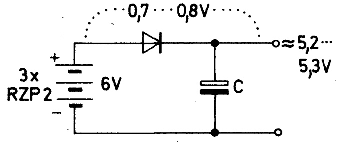


Bild 10.2
Einfache TTL-Speisung für Kurzbetrieb aus 6-V-Batterie (Nennbedingungen, von 6 V wenig abweichender Realwert!)

R_V

+ ○ —— → $I_{min} \cdots I_{max}$ ○ +

→ $U_{min} \cdots U_{max}$ vom Gleichrichter

I_Z U_Z z.B. 5,1V ±5%

– ○ —— ○ –

so auslegen, daß bei U_{min} noch I_{max} fließen kann, dabei $I_Z \geq 0$, d.h.

$$R_V \approx \frac{U_{min} - U_Z}{I_{max}}$$

Z-Diode muß bei I_{min}

$$P_{ZD} = (I_{max} - I_{min}) \cdot U_Z \text{ aushalten,}$$

R_V muß für

$$P_{RV} = \frac{(U_{max} - U_Z)^2}{R_V} \text{ geeignet sein.}$$

Bild 10.3
Z-Dioden-Stabilisierung

Masse) oder (außerhalb der Nennbedingungen) Flachbatterie 3 R 12 (4,5 V) bei Strömen unter 100 mA; in Sonderfällen 3 oder (mit Maßnahmen wie bei 3 × RZP 2) 4 Monozellen.

- Netzbetrieb für Ströme bis zur Grenzbelastbarkeit der verwendeten Leistungs-Z-Diode aus einfacher Gleichrichterstrecke mit Kondensator und Stabilisierung durch Z-Diode (Bild 10.3); günstig sind auch hier etwa konstante Ströme (Z-Diode der Schaltung zuordnen, damit sie nicht allein am Gleichrichterteil liegen kann!); Transformatorspannung nicht unnötig hoch wählen!
- Betrieb mit durch Leistungstransistor «entlasteter» Z-Diode (Bild 10.4, s. «Wissenstest» in Abschnitt 8.!) für mittlere Ströme (je nach Transistor bis Amperebereich).

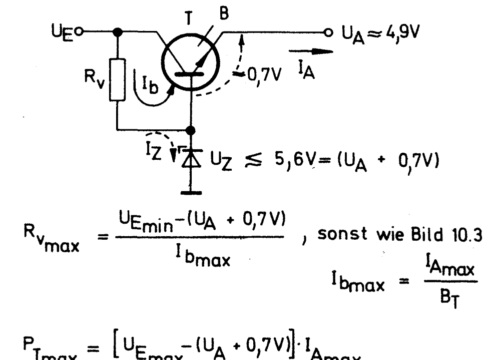


Bild 10.4
Z-Dioden-stabilisierter Serientransistor

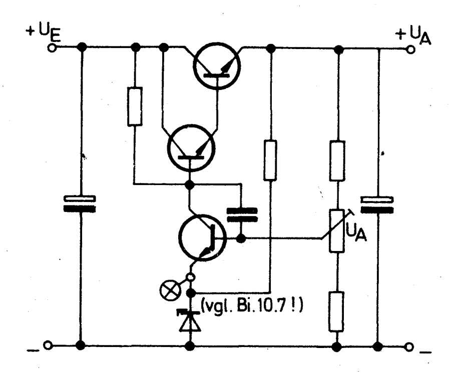


Bild 10.5
Typischer Serienregler mit Serien-«Kaskade» in Transistortechnik; Verbesserung durch stabilisierte Z-Diodenspeisung möglich (s. Bild 10.7; außerdem kann die dort erzeugte Spannung U_2 für Speisung von Basis und Kollektor des Serien-Treibertransistors benutzt werden, dann sind kleinere U_E möglich)

– Einsatz eines «echten» Regelnetzteils mit Serientransistor (das Prinzip der meistverbreiteten Ausführung zeigt Bild 10.5: höhere Stromergiebigkeit bei guten Regeleigenschaften durch Transistorkaskade im Serienzweig); über dem Serientransistor sind 2 bis 3 V Mindestspannung notwendig.

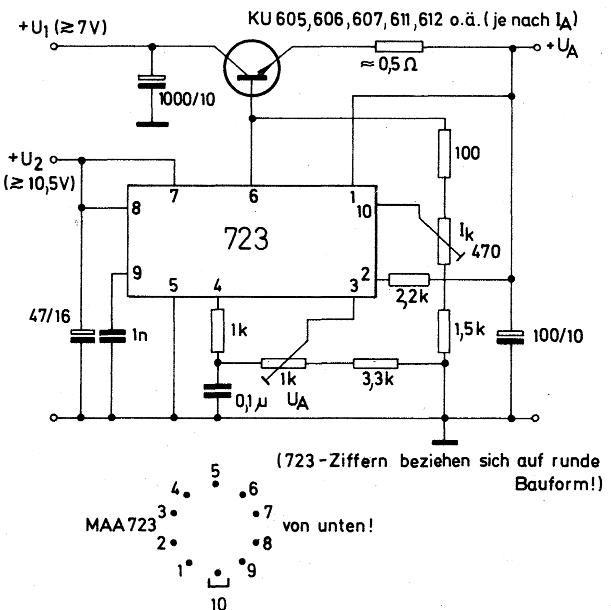


Bild 10.6 Serienregler mit Schaltkreis *MAA 723*, mit Beschaltung für «foldback»-Überlastsicherung

– Betrieb eines Regelteils mit integriertem Schaltkreis (Bild 10.6), ebenfalls durch Transistorkaskade für großen Strombereich geeignet; Strombegrenzung im Überlast- und sogar Stromverringerung bis zum Kurzschlußfall möglich. Da der *MAA 723* wenigstens etwa 10 V Eigenspannung benötigt, empfiehlt es sich, diese Hilfsspannung nicht direkt vom Hauptkreis, sondern durch eine Spannungsverdopplerschaltung oder auch aus einer zweiten Wicklung bereitzustellen. So benötigt der Hauptkreis minimal nur etwa 7,5 V am Ladekondensator (solange die Welligkeit nicht dazu führt, daß am Ausgang Spannungseinbrüche entstehen, die nur der Oszillograf zeigt!).

Das bedeutet genügend geringen Energiebedarf und damit besseres Ausnutzen des Transformators.

Eine spezielle Eigenschaft des *723* ist besonders für Experimentierschaltungen von großem Nutzen: Man kann durch «Abfragen» der vom Ausgangsstrom über einen Widerstand im Ausgangskreis (innerhalb des Regelkreises angeordnet!) entstehenden Spannung von jedem gewünschten Wert an diesen Strom begrenzen (Ansprechwert etwa 0,65 V, temperaturabhängig). Durch zusätzliches «Abfragen» der Ausgangsspannung schließlich läßt sich sogar erreichen, daß der Kurzschlußstrom wesentlich kleiner als der höchste Laststrom bei noch konstanter Spannung wird («Rückfaltung», engl. «fold back», der $I_A - U_A$-Kennlinie). In Bild 10.6 wurde eine solche Maßnahme bereits vorgesehen.

Auch die Regeleigenschaften der mit Einzeltransistoren aufgebauten Netzteile verbessern sich, wenn die «Referenzquelle» (also meist eine Z-Diode) mit einem möglichst konstanten Strom gespeist wird. Das heißt wegen der relativ stark schwankenden Eingangsspannung ebenfalls Verdopplung und eventuell sogar Speisen der Z-Diode durch einen Stromgenerator (Bild 10.7). So gibt es zahlreiche, dem eigenen Bau-

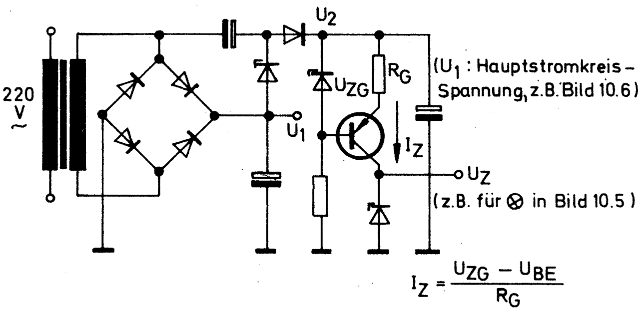


Bild 10.7 Hilfsspannung für stabile Referenz über Speisung der Z-Diode mit Stromgenerator

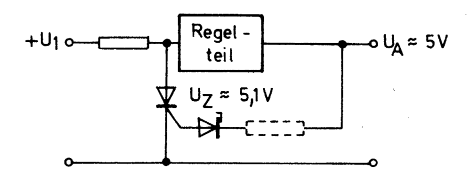


Bild 10.8
Thyristorsicherung bei Überschreiten der zulässigen Ausgangsspannung (Thyristoranode kann auch an U_A gelegt werden, wenn Regelteil selbst überlastsicher ist, etwa nach Bild 10.6; Sicherung entfällt dann gegebenenfalls)

elementebestand anpaßbare Möglichkeiten, für TTL-Schaltungen die benötigten 5 V mit den geforderten Eigenschaften zur Verfügung zu stellen, zu denen nicht zuletzt ein kleiner Innenwiderstand gehört.
Abschließend noch ein wichtiges Detail «sicherer» Schaltungen (Bild 10.8): Ein Hochlaufen von Stromversorgungseinheiten auf 7 V und mehr bei Defekt des Serientransistors führt zum Ausfall wertvoller Schaltkreise. Ein von einer Z-Diode angesteuerter Thyristor vermag darauf rechtzeitig genug zu reagieren; um ihm danach nicht weiter die Leistung, bedingt durch den ihn hindurchfließenden Kurzschlußstrom, zumuten zu müssen, schmilzt wenig später die Sicherung.

Literaturverzeichnis

[1] *Völz, H.:* Zum Begriffsbereich von «analog» und «digital»; Nachrichtentechnik-Elektronik 29 (1979) H. 5, S. 217–219
[2] *Hahn, R.:* Digitale Steuerungstechnik; Telekosmos Verlag, Stuttgart 1964
[3] *Völz, H.:* Elektronik; Akademieverlag, Berlin 1979 (S. 702ff)
[4] *Wolfgarten, W.:* Binäre Schaltkreise; Dr. A. Hüthig-Verlag, Heidelberg 1972
[5] *Schlenzig, K.:* Digitale Schaltkreise «für den Anfang»; Original-Bauplan Nr. 29, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
[6] *Kühn, E., Schmied, H.:* Handbuch Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1979
[7] *Pelka, H.:* Einführung in die Digitaltechnik (Reihe); Funk-Technik 34 (1979) ab H. 2
[8] *Delfs, J., Schlenzig, K.:* MOS-Schaltkreispraxis; Original-Bauplan Nr. 43, Militärverlag der DDR, Berlin 1980
[9] *Schlenzig, K., Galle, R.:* Digital-Mosaik II; Original-Bauplan Nr. 37, Militärverlag der DDR, Berlin 1978
[10] *Schlenzig, K.:* Melodiegenerator für 15 Töne; FUNKAMATEUR 28 (1979) H. 8, S. 382–384
[11] *Schlenzig, K.:* Digitaluhr und Rundenzähler; Original-Bauplan Nr. 40, Militärverlag der DDR, Berlin 1979
[12] *Schlenzig, K.:* Spiele mit Schall; Original-Bauplan Nr. 38, Militärverlag der DDR, Berlin 1978
[13] –.: Bipolare digitale Schaltkreise, TTL-Reihe; Ausgabe 1978/79, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
[14] *Schlenzig, K., Oettel, R.:* Das Große Bauplan-Bastel-Buch, 2. Auflage; Militärverlag der DDR, Berlin 1978
[15] Schaltungssammlung für den Amateur, 2. Lieferung; Militärverlag der DDR, Berlin 1979

